

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE

PRÉSENTÉ À

L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DE LA MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR

ABDELLFATTAH BA-RAZZOUK

"ÉTUDE ET MISE AU POINT D'UN MODULE DE SIMULATION
DES SYSTÈMES D'ENTRAÎNEMENT À COURANT ALTERNATIF"

DÉCEMBRE 1992

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

Résumé

L'analyse détaillée du fonctionnement des associations Convertisseur-Machine à courant alternatif-Régulateur et de leurs performances, nécessitent la mise en œuvre de simulations, vu que la machine constitue un système hautement non-linéaire, rendant la mise au point de tels dispositifs très difficile.

Cette phase de simulation est devenue indispensable dans l'industrie moderne pour faire la conception de tout système de conversion Électro-Mécanique. Elle nous permet l'ajustement de tous les sous-systèmes à l'intérieur des limites permises ou requises par un cahier des charges de façon très simple. Ceci peut évidemment être accompli par expérimentation mais aux risques d'un coût élevé et de mauvaises manœuvres pouvant détériorer les systèmes utilisés. Il est devenu ainsi nécessaire de disposer d'outils de plus en plus performants, flexibles, interactifs et rapides pour faire de telles simulations.

Les quelques simulateurs disponibles qui sont spécialement conçus pour étudier le comportement des machines à courant alternatif, présentent plus ou moins de limitations: temps de calcul excessif, difficulté d'extension ou de modification par l'utilisateur, utilisation difficile, ou tout simplement analyse en boucle ouverte.

Ce mémoire présente une méthodologie pour l'adaptation du logiciel à usage général SIMNON, à l'étude des entraînements à courant alternatif, en vue du développement d'un module de simulation nommé SEMAS (Simulation des Entraînements des Machines à courant Alternatif par SIMNON). Les algorithmes spécifiques, la méthodologie de simulation, de modélisation et d'exécution sur SIMNON sont décrits. L'accent est mis sur les différents modèles de la machine à courant alternatif implantés dans SEMAS, ces modèles sont choisis tout à fait différents pour pouvoir valider les résultats des uns avec les résultats des autres. Différents modèles des interrupteurs, ainsi que différentes méthodes de représentation des convertisseurs sont traités et les particularités de chacune mises en revue.

SEMAS qui bénéficie de toute la puissance du logiciel SIMNON est très convivial par le biais de menus, il est bâti sous forme d'une structure modulaire interconnectant les trois sous-systèmes de l'entraînement. Il dispose d'une bibliothèque contenant les modèles de la machine, du convertisseur et des régulateurs. Il permet ainsi l'étude du comportement des entraînements à courant alternatif aussi bien en boucle ouverte qu'en boucle fermée, mettant l'accent sur les techniques de commande classique et vectorielle.

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements:

- à mon Directeur de recherche, le Professeur Venkatachari RAJAGOPALAN, pour m'avoir fait l'honneur de diriger mon sujet de recherche et pour avoir su faire naître en moi la passion du travail bien fait.

Sa clairvoyance, sa compétence, alliées à une grande disponibilité et à un suivi pédagogique régulier, ont été un guide précieux au cours des nombreuses conversations scientifiques qui ont porté sur l'ensemble de ce sujet de recherche.

- à Monsieur Thierry RAFESTHAIN, chercheur post-doctoral invité à l'Université du Québec à Trois-Rivières. Ses discussions scientifiques, son suivi pédagogique constant qu'il m'a si aimablement accordé, sa patience pendant toutes ces longues heures qu'il a passé à corriger mes écrits, ainsi que sa sympathie ont tous contribué à mener à bien ce travail.

- à tous les membres du Groupe de Recherche en Électronique Industrielle (G.R.É.I) équipe de puissance, pour leur sympathie, leur soutien, leurs discussions scientifiques, et leur esprit de groupe. Je remercie particulièrement mon grand ami Mohamed TOU pour ces longues heures qu'on a passé ensemble à échanger nos idées, ses suggestions et ses critiques ont beaucoup aidé à franchir tant de difficultés. Je remercie aussi mes collègues Maher KAFFEL et Mohamed SAAD.

- à Monsieur Anatole SÉVIGNY pour toutes ces précieuses connaissances et cette expérience qu'il m'a efficacement transmis, ainsi que pour ses fructueux conseils et ses discussions pertinentes qu'on a très souvent échangé.

- à Monsieur Jacques Poisson technicien au Laboratoire d'Électronique de Puissance pour son efficacité et sa gentillesse, et à Madame Sylvie GARCEAU secrétaire affectée à la maîtrise en Électronique Industrielle pour son infinie gentillesse et ses multiples services qu'elle m'a si aimablement rendu.

- aux membres du corps professoral de la maîtrise en Électronique Industrielle, qu'ils soient assurés de mon estime et de ma considération. Je cite en particulier Messieurs Yves DUBÉ et Aloïs KADIMA.

- à l'Agence Canadienne de Développement International ACDI, et au Ministère de l'Éducation Nationale du Maroc, pour le support financier sans lequel mon séjour au Québec n'aurait pu avoir lieu.

- au corps professoral de l'Université HASSAN II, Faculté des Sciences II, en particulier à mon Professeur Monsieur Abdellatif HAMDOUN, qui au delà de l'Atlantique s'est régulièrement assuré de l'avancement de ce travail.

- à ma famille pour sa patience durant mes longues années d'étude, son encouragement incessant, et son support moral.

Enfin, à toute personne qui m'a aidé de près ou de loin et dont ma mémoire n'a pu restituer le nom, qu'elle trouve dans ces remerciements anonymes la part qui lui est dûe.

Table des matières

Résumé	I
Remerciements	III
Table des matières	V
Liste des figures	XII
Liste des symboles	XVIII
Chapitre I- Introduction	1
Chapitre II- Le logiciel SIMNON	6
II.1- Généralités sur le logiciel	6
II.2- Algorithmes d'intégration implantés sur SIMNON	7
II.3- Avantages des algorithmes à contrôle automatique du pas de calcul	8
II.3.1- Pourquoi a-t-on besoin d'un algorithme à pas variable	8
II.3.2- Les algorithmes à pas variable	9
II.3.3- Avantages des algorithmes à pas variable	10
II.4- Limitations de SIMNON	11
II.5- Avantages de la structure modulaire des simulations sur SIMNON	13
II.6- Conclusion	15

Chapitre III- Modélisation des machines à courant alternatif	16
II.1- Introduction	16
III.2- Machine asynchrone	16
III.2.1- Modèle mathématique de la machine asynchrone réelle	17
III.2.2- Modèle de GHANI, ou modèle réel de la machine .	20
III.2.3- Transformations d'axes	22
III.2.3.1- Modèle d-q de la machine dans le repère stationnaire lié au stator	25
III.2.3.2- Modèle d-q de la machine dans le repère synchrone lié au stator	26
III.2.3.3- Modèle d-q de la machine dans le repère stationnaire lié au rotor	29
III.2.4- Modèle de Bolognani	29
III.2.5- Modèle hybride	34
III.3- Modélisation de la machine asynchrone alimentée en courant	36
III.3.1- La formulation d'état du modèle de GHANI	37
III.3.2- Équations d'état du modèle d-q de la machine asynchrone dans le repère synchrone lié au stator . . .	38
III.3.3- Formulation d'état du modèle de Bolognani	39
III.3.4- Formulation d'état du modèle hybride	41
III.4- Comparaison des quatre modèles de la machine	42

III.5- Machine synchrone	44
III.6- Modélisation de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs	45
III.6.1- Modèle mathématique de la machine réelle	45
III.6.2- Modèle d-q de la machine synchrone dans le repère lié au rotor	47
III.7-Conclusion	50
Chapitre IV- Modélisation des convertisseurs de puissance	52
IV.1- Introduction	52
IV.2- Modélisation des interrupteurs	52
IV.2.1- Modélisation par des résistances binaires	53
IV.2.2- Modélisation par des sources de tension	53
IV.2.3- Modélisation par des dipôles (R-L) série, à constante de temps fixe	54
IV.2.4- Modélisation par un circuit du deuxième ordre	54
IV.3- Modélisation des convertisseurs	55
IV.3.1- La simulation sans à priori ou simulation globale	56
IV.3.2- La simulation par séquences	56
IV.3.3- La simulation à topologie fixe et la simulation à topologie variable	57
IV.4-Modélisation des convertisseurs dans SEMAS	57
IV.4.1- Modélisation du variateur de courant triphasé	57

IV.4.2- Onduleur de tension triphasé	59
IV.4.3- Commutateur de courant triphasé	61
IV.5- Conclusion	67
Chapitre V- Le module de simulation SEMAS	69
V.1- Introduction	69
V.2- Organisation du module de simulation SEMAS	69
V.3- Aspect conversationnel de SEMAS	71
V.4- Représentation des convertisseurs dans SEMAS	75
V.4.1- Représentation des convertisseurs pour une alimentation en tension	76
V.4.2- Représentation des convertisseurs pour une alimentation en courant	76
V.5- Représentation des machines dans SEMAS	77
V.5.1- Représentation des machines pour une alimentation en tension	77
V.5.2- Représentation des machines pour une alimentation en courant	78
V.6- Utilisation du module de simulation SEMAS	79
V.6.1- Systèmes en boucle ouverte	79
V.6.1.1- Démarrage d'une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs, avec un réseau triphase	80

V.6.1.2- Démarrage d'une machine asynchrone à l'aide d'un onduleur de tension triphasé, commandé à 180°	82
V.6.1.3- Démarrage d'une machine asynchrone à l'aide d'un commutateur de courant triphasé simplifié, commandé à 120°	82
V.6.1.4- Démarrage d'une machine asynchrone à l'aide d'un commutateur de courant triphasé simulé globalement, commandé à 120°	85
V.6.1.5- Démarrage d'une machine asynchrone à l'aide d'un variateur de courant triphasé simulé globalement, commandé à 90°	87
V.6.2- Systèmes en boucle fermée	87
V.6.2.1- Régulation de vitesse d'une machine asynchrone par une commande de tension et de fréquence au stator, à (V/f) constant.	89
V.6.2.2- Régulation de vitesse d'une machine asynchrone par une commande de courant et de fréquence au stator	91
V.6.2.3- Régulation par les procédés du flux orienté	94
V.6.2.3a- Schéma de réglage pour une orientation du flux statorique	96
V.6.2.3b- Schéma de réglage pour une orientation du flux rotorique	99
V.6.2.3c- Schéma de réglage pour une orientation du flux d'entrefer	100

V.6.2.4- Commande de la machine asynchrone par les procédés d'orientation du flux	101
V.6.2.4a- Commande du couple et du flux rotorique d'une machine asynchrone par orientation du flux rotorique . . .	102
V.6.2.4b- Commande du glissement et du flux statorique d'une machine asynchrone par orientation du flux statorique . . .	104
V.7- Conclusion	110
Chapitre VI- Avenir des logiciels de simulation en électronique de puissance	111
VI.1-Avenir du module de simulation SEMAS	111
VI.2-L'avenir des logiciels de simulation: la convivialité	112
VI.2.1-Le logiciel de simulation: SIMULAB	114
VI.2.2- Utilisation du logiciel SIMULAB pour l'étude d'une boucle de régulation du courant d'induit d'une machine à courant continu	114
VI.2.3- Utilisation du logiciel SIMULAB pour l'étude du régime de démarrage en asynchrone d'une machine synchrone	116
VI.2.4- Post-traitement graphique des résultats de SIMULAB	120
VI.2.5- Procédure de sortie des résultats de SIMULAB dans l'espace de travail de MATLAB sur WINDOWS 3.0	121

VI.2.6- Procédure de sortie des résultats de SIMULAB sur un fichier de données	123
VI. - Conclusion générale	125
Références	128
Annexe1	132
Annexe2	134

Liste des figures

- Figure II.1 Schéma de la structure modulaire.
- Figure III.1 Modèle réel simplifié de la machine asynchrone, ou modèle de GHANI.
- Figure III.2 Transformation d'axes (3 phases) - (d-q).
- Figure III.3 Modèle d-q de la machine asynchrone dans le repère stationnaire lié au stator.
- Figure III.4 Modèle d-q de la machine asynchrone dans le repère synchrone lié au stator.
- Figure III.5 Modèle d-q de la machine asynchrone dans le repère stationnaire lié au rotor.
- Figure III.6 Modèle de Bolognani de la machine asynchrone.
- Figure III.7 Modèle hybride de la machine asynchrone.
- Figure III.8 Modèle d-q de la machine synchrone dans le repère lié au rotor.
- Figure IV.1 Modélisation des interrupteurs.
- Figure IV.2 Schéma de contrôle de vitesse par variation de la tension statorique.
- Figure IV.3 Schéma de contrôle de vitesse par variation de la tension et de la fréquence au stator à l'aide d'un onduleur.
- Figure IV.4 Formes d'ondes générées par l'onduleur de tension commandé à 180°.
- Figure IV.5 Réalisation d'une source de courant variable.

- Figure IV.6 Schéma de contrôle de vitesse par variation du courant et de la fréquence au stator à l'aide d'un commutateur de courant.
- Figure IV.7 Caractéristique couple-vitesse de la machine asynchrone alimentée en courant.
- Figure IV.8 Formes d'ondes générées par un commutateur de courant idéalisé commandé à 120°
- Figure IV.9 Simulation globale du commutateur de courant, modélisation des interrupteurs par des résistances binaires.
- Figure V.1 Organigramme général du module de simulation SEMAS.
- Figure V.2 Organisation des fichiers macro pour le fonctionnement en boucle ouverte.
- Figure V.3 Organisation des fichiers macro pour le fonctionnement en boucle fermée.
- Figure V.4 Organisation des fichiers de SEMAS pour le modèle de Bolognani en boucle ouverte.
- Figure V.5 Organisation des fichiers de SEMAS pour le modèle hybride en boucle fermée.
- Figure V.6 Représentation du convertisseur pour une alimentation en tension.
- Figure V.7 Représentation du convertisseur pour une alimentation en courant.
- Figure V.8 Représentation des machines pour une alimentation en tension.
- Figure V.9 Représentation des machines pour une alimentation en courant
- Figure V.10 Organisation des fichiers pour la simulation du démarrage d'une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs.

- Figure V.11 Démarrage sur réseau d'une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs.
- Figure V.12 Organisation des fichiers pour la simulation du démarrage d'une machine asynchrone avec un onduleur de tension.
- Figure V.13 Démarrage d'une machine asynchrone avec un onduleur de tension commandé à 180° .
- Figure V.14 Organisation des fichiers pour la simulation du démarrage d'une machine asynchrone avec un commutateur de courant simplifié.
- Figure V.15 Démarrage d'une machine asynchrone avec un commutateur de courant simplifié, commandé à 120° .
- Figure V.16 Organisation des fichiers pour la simulation du démarrage d'une machine asynchrone avec un commutateur de courant.
- Figure V.17 Démarrage d'une machine asynchrone avec un commutateur de courant simulé globalement et commandé à 120° .
- Figure V.18 Organisation des fichiers pour la simulation du démarrage d'une machine asynchrone avec un variateur de courant simplifié.
- Figure V.19 Démarrage d'une machine asynchrone avec un variateur de courant commandé à 90° .
- Figure V.20 Schéma de contrôle de vitesse par (V/f) constant avec régulation du glissement.
- Figure V.21 Organisation du fichier régulateur type1.
- Figure V.22 Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement utilisant le régulateur type1.

- Figure V.23 Contrôle de vitesse d'une machine asynchrone par (V/f) constant avec régulation et limitation du glissement.
- Figure V.24 Schéma de contrôle de vitesse par (V/f) constant avec régulation du glissement et du courant statorique.
- Figure V.25 Organisation du fichier régulateur type2.
- Figure V.26 Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement utilisant le régulateur type2.
- Figure V.27 Contrôle de vitesse par (V/f) constant avec régulation du glissement et du courant statorique.
- Figure V.28 Modèle en flux de la machine asynchrone pour une orientation du flux statorique.
- Figure V.29 Onduleur à bande d'hystérésis ou onduleur Bang-Bang.
- Figure V.30 Structure d'un régulateur à orientation du flux statorique.
- Figure V.31 Modèle en flux de la machine asynchrone pour une orientation du flux rotorique.
- Figure V.32 Structure d'un régulateur à orientation du flux rotorique.
- Figure V.33 Modèle en flux de la machine asynchrone pour une orientation du flux d'entrefer.
- Figure V.34 Structure d'un régulateur à orientation du flux d'entrefer.
- Figure V.35 Organisation du fichier régulateur type3.
- Figure V.36 Organisation du fichier simulant l'onduleur Bang-Bang.
- Figure V.37 Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement simplifié, utilisant le régulateur type3.

- Figure V.38 Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement utilisant le régulateur type3.
- Figure V.39 Contrôle du flux et du couple par le procédé d'orientation du flux rotorique. Entraînement simplifié.
- Figure V.40 Contrôle du flux et du couple par le procédé d'orientation du flux rotorique. Entraînement tenant compte du convertisseur.
- Figure V.41 Organisation du fichier régulateur type4.
- Figure V.42 Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement simplifié utilisant le régulateur type3.
- Figure V.43 Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement utilisant le régulateur type4.
- Figure V.44 Contrôle du flux et du glissement par le procédé d'orientation du flux statorique. Entraînement simplifié.
- Figure V.45 Contrôle du flux et du glissement par le procédé d'orientation du flux statorique. Entraînement tenant compte du convertisseur.
- Figure VI.1 Boucle d'asservissement du courant d'induit d'une machine à courant continu sur SIMULAB.
- Figure VI.2 Modèle de la machine à courant continu sous forme de fonctions de transfert.
- Figure VI.3 Contrôle du courant d'induit d'une machine à courant continu.
- Figure VI.4 Simulation du démarrage en asynchrone d'une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs par SIMULAB.
- Figure VI.5 Transformation des tensions statoriques selon l'axe q.
- Figure VI.6 Transformation des tensions statoriques selon l'axe d.

- Figure VI.7 Modèle de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs sous forme de fonctions de transfert.
- Figure VI.8 Fonction de transfert $1/x_q(s)$.
- Figure VI.9 Fonction de transfert $1/x_d(s)$.
- Figure VI.10 Régime de démarrage en asynchrone d'une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs.

Liste des symboles

i_{ar}	Courant dans la phase a du rotor
i_{as}	Courant dans la phase a du stator
i_{br}	Courant dans la phase b du rotor
i_{bs}	Courant dans la phase b du stator
i_{cr}	Courant dans la phase c du rotor
i_{cs}	Courant dans la phase c du stator
i'_D	Composante directe du courant ramené au stator de l'enroulement amortisseur
i_{dr}	Composante directe du courant rotorique
i_{ds}	Composante directe du courant statorique
i'_f	Courant d'excitation ramené au stator
i'_Q	Composante en quadrature du courant ramené au stator de l'enroulement amortisseur
i_{qr}	Composante en quadrature du courant rotorique
i_{qs}	Composante en quadrature du courant statorique

J	Moment d'inertie combiné (charge et machine)
K_f	Coefficient de frottement visqueux
L_r	Inductance cyclique d'un enroulement rotorique
L_{rr}	Inductance propre d'un enroulement rotorique
L_s	Inductance cyclique d'un enroulement statorique
L_{ss}	Inductance propre d'un enroulement statorique
M	Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques
$M_{rr} = - (L_{rr}/2)$	Inductance mutuelle d'un enroulement rotorique
$M_{ss} = - (L_{ss}/2)$	Inductance mutuelle d'un enroulement statorique
pp.	Nombre de paires de pôles de la machine
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation (3 phases) - (d-q)
$(R_d - R_q)$	Système d'axes (d-q) au rotor
R_r	Résistance d'un enroulement rotorique

R_s	Résistance d'un enroulement statorique
$(S_d - S_q)$	Système d'axes (d-q) au stator
T_{em}	Couple électromagnétique produit par la machine
T_L	Couple de charge
v_{ar}	Tension de la phase a du rotor
v_{as}	Tension de la phase a du stator
v_{br}	Tension de la phase b du rotor
v_{bs}	Tension de la phase b du stator
v_{cr}	Tension de la phase c du rotor
v_{cs}	Tension de la phase c du stator
v'_D	Composante directe de la tension de l'enroulement amortisseur ramenée au stator
v_{dr}	Composante directe de la tension rotorique
v_{ds}	Composante directe de la tension statorique
v'_f	Tension de l'enroulement d'excitation ramenée au stator
v'_Q	Composante en quadrature de la tension de l'enroulement amortisseur ramenée au stator

v'_Q	Composante en quadrature de la tension de l'enroulement amortisseur ramenée au stator
v'_f	Tension de l'enroulement d'excitation ramenée au stator
i_{as}	Courant dans la phase a du stator
i_{bs}	Courant dans la phase b du stator
i_{cs}	Courant dans la phase c du stator
i_{ar}	Courant dans la phase a du rotor
i_{br}	Courant dans la phase b du rotor
i_{cr}	Courant dans la phase c du rotor
i_{ds}	Composante directe du courant statorique
i_{qs}	Composante en quadrature du courant statorique
i_{dr}	Composante directe du courant rotorique
i_{qr}	Composante en quadrature du courant rotorique
i'_D	Composante directe du courant ramené au stator de l'enroulement amortisseur
i'_Q	Composante en quadrature du courant ramené au stator de l'enroulement amortisseur

i'_f	Courant d'excitation ramené au stator
T_{em}	Couple électromagnétique produit par la machine
T_L	Couple de charge
$pp.$	Nombre de paires de pôles de la machine
K_f	Coefficient de frottement visqueux
J	Moment d'inertie combiné (charge et machine)

Chapitre I

INTRODUCTION

Les entraînements à vitesse variable réglés avec des machines à courant continu sont largement utilisés dans l'industrie, ceci est surtout dû à la souplesse de leur commande et à la simplicité de mise en œuvre des circuits de réglage associés. Cependant, en plus d'être de construction délicate, la machine à courant continu présente un handicap majeur; elle nécessite un collecteur mécanique et sa maintenance doit être fréquente.

Les machines asynchrones par contre sont de construction très simple et robuste. Elles ne nécessitent pas un entretien fréquent et peuvent donc opérer dans des conditions difficiles et à des puissances élevées tout en gardant un bon rendement. Cependant ces machines sont difficiles à asservir. Ces systèmes sont hautement non-linéaires, ce qui rend la mise en œuvre des circuits de réglage délicate surtout avec des régulateurs analogiques classiques.

Ceci a amené les concepteurs d'entraînements à développer d'abord des calculateurs analogiques, puis hybrides pour simuler ces systèmes.

Une simulation consiste à imiter le comportement d'un système physique pour faire des tests et des recherches sans avoir accès directement à celui-ci. Il s'agit d'une expérimentation sur ordinateur visant à analyser en profondeur l'effet des différents paramètres et des conditions initiales sur l'évolution de ce système.

De nos jours, les moyens de simulation numérique ont beaucoup évolué, et ont supplanté les premiers calculateurs analogiques. Les simulateurs numériques sont capables d'analyser aussi bien le comportement de la machine, que le fonctionnement du système global dans lequel elle opère (c.à.d. Convertisseur-Régulateur-Machine). Le simulateur constitue un outil performant d'analyse et de conception assistée par ordinateur, ainsi l'étude et

l'analyse des associations Convertisseur-Machine-Régulateur est rendue possible.

Un outil de simulation peut aussi bien être un logiciel non spécialisé que l'on adapte à nos besoins, comme le cas des logiciels SIMNON [1], MATLAB [2], disponibles au département d'ingénierie (section génie électrique) de l'Université de Québec à Trois-Rivières, ou un logiciel tout à fait spécialisé dans l'électronique de puissance tel que ATOSEC5 [3], SECMA [4], SACSO MACHINE [5], CIRCUIT+ [15]...

Ces derniers appartiennent à l'une des catégories suivantes:

- Simulateurs par séquences: c'est le cas du logiciel SECMA.
- Simulateurs à simulation globale: c'est le cas de ATOSEC5, de SACSO MACHINE et de CIRCUIT+.

La simulation globale, appelée aussi simulation sans à priori (S.A.P.), ne prévoit pas les différentes configurations que prend le système sur un cycle de fonctionnement. Tandis qu'une simulation par séquences est basée sur la prédétermination de toutes les configurations possibles du système ainsi que des intervalles de temps correspondants au cours d'un cycle de fonctionnement, c'est une simulation avec à priori (A.A.P.).

La méthodologie de résolution de la plupart des simulateurs en électronique de puissance est bâtie autour de l'une des formulations suivantes:

- Analyse dans l'espace d'état:

Le fonctionnement est décrit grâce à la résolution numérique de systèmes d'équations différentielles du premier ordre de la forme:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

où $[X]$ est le vecteur d'état décrivant le système et $[U]$ le vecteur des sources.

-Analyse nodale [6]:

La loi de Kirchhoff en courant est appliquée à chaque noeud du circuit à analyser. La formulation est du type:

$$[Y][V] = [I] .$$

où $[V]$ est le vecteur des tensions et $[I]$ le vecteur des courants dans le circuit.

Dans l'une ou l'autre des deux méthodes, la détermination des matrices est obtenue systématiquement par inspection du graphe du circuit, puis la formation de l'arbre de la topologie considérée, puis la détermination des matrices de coupure, et enfin la déduction des matrices pertinentes à la résolution [6] [7]. Cette opération est effectuée automatiquement par l'ordinateur à partir d'une description topologique du circuit [3].

Lorsque chaque changement d'état d'un interrupteur se traduit par une modification de la topologie du circuit étudié entraînant une nouvelle formulation des matrices associées, le simulateur est dit à topologie variable. Tandis que si la configuration du circuit reste la même, on a affaire à un simulateur à topologie fixe. La première catégorie a l'avantage de minimiser le temps de calcul. Cependant toutes les configurations doivent être identifiées et les matrices correspondantes calculées avant de lancer la simulation. Ceci devient vite une limitation dans le cas où le système présente plusieurs séquences par cycle de fonctionnement. Les matrices de chaque séquence (et éventuellement leurs inverses) résident en permanence dans la mémoire. L'autre méthode a l'avantage de ne garder en mémoire qu'un seul ensemble de matrices, un changement de configuration est traduit par un changement des valeurs des matrices. Cependant cette méthode présente l'inconvénient que le temps de calcul est proportionnel à la dimension de ces matrices.

L'utilisation d'un logiciel non spécialisé en électronique de puissance tel que SIMNON présente l'avantage majeur d'être un outil mathématique complet, avec des algorithmes de résolution matures, rapides, robustes et différents. Cependant, certains éléments spécifiques à l'électronique de

puissance tels que les modèles et logiques des semi-conducteurs ne sont pas disponibles directement pour faire la simulation des convertisseurs statiques. Ce problème peut être résolu en modélisant adéquatement ces derniers par des équations différentielles ou algébriques, et par des expressions logiques pertinentes, écrites dans des fichiers compatibles avec SIMNON, afin de préparer une bibliothèque de ceux-ci.

L'un des atouts majeurs de ce logiciel est la possibilité de bâtir une structure modulaire. Un grand système peut être partitionné en sous-systèmes de petite dimension interconnectés entre eux. Chaque sous-système décrit par un ensemble d'équations constitue un module. Il possède des signaux d'entrée et de sortie lui permettant de communiquer avec les autres sous-systèmes.

Dans cette structure; un module "Machine" peut être connecté à un module "Convertisseur" grâce à un module de "Connexion". Le module "Régulateur" peut selon le besoin être inséré dans la chaîne.

Le but de ce mémoire de recherche est de concevoir et de développer un module de simulation SEMAS fonctionnant dans l'environnement du logiciel SIMNON, et de préparer une bibliothèque des différents éléments requis dans un système d'entraînement à vitesse variable réglé avec des machines à courant alternatif. Cette bibliothèque contiendra des sous-bibliothèques, une pour les modèles simulant la machine, une autre pour les modèles des convertisseurs (de courant, tension, ou tout simplement le réseau), et une troisième pour les régulateurs (classiques ou à flux orienté). Ceci permettra d'étendre les possibilités du logiciel SIMNON pour en faire une version électronique de puissance: SEMAS (Simulation des Entraînements des Machines à courant Alternatif par Simnon).

Comme toute simulation est basée sur une modélisation préalable des semi-conducteurs et de la machine, tout résultat issu d'une simulation doit faire l'objet d'une validation sérieuse. Le développement mathématique du modèle nécessite souvent des études de corrélation ultérieures entre le comportement du système réel et les résultats obtenus par ce modèle

mathématique. La vérification expérimentale est donc à la base d'une modélisation plus réaliste, favorisant la compréhension et la représentation correcte du système physique. Une partie de ce mémoire sera consacrée à comparer les résultats de simulation avec des résultats pratiques disponibles dans la littérature.

Chapitre II

Le logiciel SIMNON

II.1- Généralités sur le logiciel:

SIMNON [1] est un logiciel qui a été conçu au département de contrôle automatique de l'institut de technologie de Lund en Suède, pour résoudre les systèmes d'équations différentielles du premier ordre et les systèmes d'équations aux différences, linéaires ou non-linéaires.

Le système peut être analysé à l'aide de SIMNON comme interconnexion de plusieurs sous-systèmes continus ou discrets, qui sont décrits respectivement par un système d'équations différentielles du premier ordre ou par un système d'équations aux différences, sous forme modulaire.

SIMNON est un logiciel à usage général, de ce fait il peut être utilisé dans la plupart des disciplines scientifiques telles que les mathématiques, la physique, l'ingénierie... . Il a été mis en œuvre pour être interactif, ce qui facilite la communication et l'échange des données avec l'utilisateur. De plus, il bénéficie d'un aide mémoire intégré permettant de rappeler à l'utilisateur la bibliothèque des commandes et des fonctions disponibles ainsi que la syntaxe correcte dans laquelle elles doivent être écrites.

Pour travailler avec SIMNON, on doit préparer un fichier constitué principalement de deux parties. Une première partie concerne les déclarations (nature du système, variables d'état, entrées-sorties, temps), la deuxième partie est la description mathématique du système. Cette dernière contient les équations pertinentes à l'analyse du comportement et de la logique du système considéré. La succession des instructions s'y rapportant n'a aucune importance pour SIMNON, ceci présente certains avantages mais aussi certaines limitations.

Pour communiquer avec SIMNON et lancer une simulation, l'utilisateur doit entrer ses commandes au clavier. Cependant il est très commode d'avoir une option capable de lire une séquence de commandes automatiquement à

partir d'un fichier. Ceci est rendu possible sur SIMNON grâce à la notion de fichiers macro. La suite des commandes est ainsi exécutée dans l'ordre écrit dans le fichier macro correspondant au système étudié et ceci par simple appel de ce fichier comme une commande de SIMNON.

Cette notion de fichiers macro peut être mise à profit pour créer un environnement interactif de " Questions-Réponses " entre l'utilisateur et l'ordinateur, ce qui rend encore plus agréable la communication entre les deux. Dans ce sens, l'utilisateur peut fournir aisément de nouveaux paramètres à l'ordinateur, sans avoir à intervenir directement sur le fichier décrivant le système.

La force de SIMNON vient aussi de la facilité de gestion des graphiques. Il peut sortir jusqu'à six courbes sur l'écran, superposer plusieurs courbes, marquer celles-ci et afficher au fur et à mesure que la simulation progresse. Il peut aussi stocker des courbes haute-définition sur des fichiers facilement transportables entre ordinateurs, qui peuvent servir pour un usage ultérieur.

De plus, SIMNON garde toujours les résultats désirés par l'utilisateur à l'issue d'une simulation. Ces résultats dispensent de relancer à chaque fois la simulation quand on a besoin de résultats. Ces fichiers aussi sont facilement transportables entre ordinateurs. SIMNON peut aussi échanger des données avec d'autres programmes.

II.2- Algorithmes d'intégration implantés sur SIMNON:

SIMNON possède quatre algorithmes d'intégration numérique des équations différentielles:

- Algorithme EULER: c'est l'algorithme d'Euler du premier ordre.
- Algorithme RKF23: c'est l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 2/3, mis au point par Fehlberg.
- Algorithme RKF45: c'est l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4/5, mis au point par Fehlberg.

- Algorithme DOPRI45R: c'est l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4/5, mis au point par Dormant et Prince.

Par défaut, l'algorithme d'intégration utilisé par SIMNON est le RKF45, cependant l'utilisateur peut facilement choisir l'algorithme qu'il désire pour intégrer ses équations.

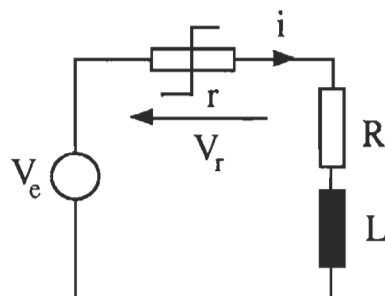
La précision d'un algorithme dépend de son ordre, elle est meilleure avec des algorithmes d'ordre élevé, mais demande plus de calculs, cependant ceci est compensé par le fait que ces algorithmes calculent avec des pas grossiers.

Hormis l'algorithme EULER, tous les algorithmes de SIMNON sont à pas variable. Ils possèdent une logique de contrôle automatique du pas de calcul estimant l'erreur locale sur les résultats pour choisir un pas de calcul de façon que cette erreur s'inscrive à l'intérieur de la tolérance fixée par l'utilisateur. Cependant, ce dernier a toujours la possibilité de fixer le pas de calcul.

II.3- Avantages des algorithmes à contrôle automatique du pas de calcul:

II.3.1- Pourquoi a-t-on besoin d'un algorithme à pas variable:

Afin de mieux comprendre le problème, considérons un exemple. Soit le système suivant:



$$r = 0 \text{ si } V_r > 0 \text{ ou } i > 0$$

$$r = 1000 \cdot R \text{ sinon.}$$

L'équation différentielle décrivant le fonctionnement de ce circuit est:

$$\frac{di}{dt} = \frac{-(r+R)}{L} i + \frac{V_e}{L}$$

La constante de temps de ce circuit est:

$$\tau = \frac{L}{(r+R)}$$

Selon que r est nulle ou non, on aura deux modes de fonctionnement, respectivement Mode1 ($r=0$) et Mode2 ($r \neq 0$), et par conséquent deux constantes de temps τ_1 et τ_2 , avec $\tau_1 \approx 1000 \cdot \tau_2$. La constante de temps varie dans un rapport de 1000 entre les deux modes de fonctionnement.

L'intégration d'une équation différentielle du premier ordre nécessite l'utilisation d'un pas de calcul inférieur à la constante de temps afin de maintenir la stabilité numérique de la solution [3]. Pour le cas considéré si l'on a recours à un algorithme à pas fixe, le pas doit être inférieur à la plus petite constante de temps soit τ_2 . Mais comme on le remarque, le calcul avec un pas 1000 fois supérieur pendant le Mode1 serait suffisant, autrement dit le temps de simulation de ce mode pourrait être réduit dans un rapport 1000.

Le système qu'on vient de voir est souvent utilisé pour simuler le fonctionnement d'un redresseur à diode débitant sur une charge R-L, ou tout simplement un redresseur monophasé simple alternance, qui est l'exemple le plus simple qu'on peut imaginer en électronique de puissance. Cependant, on a souvent recourt dans le domaine des entraînements à des convertisseurs complexes, avec beaucoup de semi-conducteurs, de condensateurs, et d'inductances. Les modes de fonctionnement et les constantes de temps sont nombreux. La tâche de repérer les plus faibles constantes de temps, afin de choisir le pas adéquat, devient une opération délicate mais aussi une contrainte sérieuse pour l'utilisateur dans le cas des algorithmes à pas fixe.

À ce niveau, on peut déjà reprocher à l'algorithme à pas fixe les deux points suivants:

- le choix du pas de calcul doit être judicieux afin de préserver la stabilité numérique et la précision des résultats.
- le temps de calcul excessif.

II.3.2- Les algorithmes à pas variable:

Les algorithmes à pas variable sont basés sur l'estimation à chaque pas de calcul de l'erreur locale sur les variables calculées. Cette estimation permet de sélectionner le pas adéquat, afin que l'erreur commise en prenant un pas arbitraire soit inférieure à une certaine tolérance fixée par l'utilisateur. Autrement dit on fait un asservissement de l'erreur locale afin de choisir un pas de calcul adéquat [8].

Il existe plusieurs schémas numériques réalisant ce contrôle automatique du pas de calcul. La complexité d'un tel dispositif dépend d'un algorithme à l'autre. À titre d'exemple l'algorithme DOPRI45R implanté sur SIMNON, utilise un schéma élaboré incorporant une action de type proportionnelle et intégrale [1].

Il faut noter qu'un schéma de contrôle automatique robuste doit incorporer des limiteurs dans le cas où le pas de calcul devient trop faible pour la précision de la machine, ou encore lorsqu'il devient soudainement grossier causant ainsi des discontinuités brusques dans le résultat ou des singularités dans le système.

II.3.3- Avantages des algorithmes à pas variable:

L'avantage des algorithmes à pas variable dans l'électronique de puissance est très évident. En effet, tout système électronique de puissance est sujet à des commutations plus ou moins nombreuses au cours d'un cycle de fonctionnement. Le changement des constantes de temps implique des variations dynamiques élevées. Les algorithmes à pas variable choisissent automatiquement le pas de calcul à chaque changement de configuration afin de garder d'une part la même précision, et d'autre part optimiser le temps de calcul.

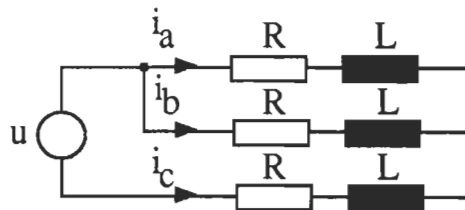
De plus, les algorithmes à pas variable sont des candidats idéaux lorsqu'il s'agit de simulation globale dans laquelle on n'est pas supposé connaître les séquences de fonctionnement et par conséquent les constantes de temps associées. Les algorithmes à pas variable adaptent automatiquement le pas de calcul pour chacune de ces séquences de façon optimale.

II.4- Limitations de SIMNON:

On a vu au paragraphe II.1 que la succession des instructions écrites pour SIMNON n'avait aucune importance, et que ceci lui conférait certains avantages mais aussi certains inconvénients.

Les avantages sont justifiés par le fait que l'utilisateur a le droit d'écrire (dans la partie réservée à la description mathématique du système) ses instructions dans n'importe quel ordre, sans se préoccuper de l'enchaînement de celles-ci, surtout lorsqu'il traite des systèmes complexes.

Les inconvénients qui sont des conséquences directes des avantages, ce sont les boucles algébriques. Pour comprendre ce qu'est une boucle algébrique sur SIMNON essayons de la voir dans un exemple.



Le listing correspondant à ce circuit est le suivant:

```

continuous system exemple
state ia ib
der dia dib
time t
dia=(R/L)*(ib-ia)+dib
dib=(1/L)*(u-R*(2*ia+ib)-2*L*dia)
ic=-(ia+ib)
u=10*sin(376*t)
L:0.064
R:1.2
end

```

La syntaxe est tout a fait correcte, et pourtant l'exécution de ce fichier a pour conséquence le message d'erreur suivant:

```

> syst exemple
Algebraic loop detected:
exemple  dia=(R/L)*(ib-ia)+dib
          dib=(1/L)*(u-R*(2*ia+ib)-2*L*dia)
          dia=(R/L)*(ib-ia)+dib
>

```

qui signifie qu'une boucle algébrique vient d'être détectée. Qu'est ce que cela veut dire?

On voit que la dérivée dia dépend de la dérivée dib, en même temps la dérivée dib dépend de la dérivée dia. Lorsque SIMNON traite un tel problème, il calcule dia mais il s'aperçoit qu'il a besoin de dib, il va chercher dib mais il trouve qu'elle dépend de dia. Il revient donc pour chercher dia, et ainsi la boucle se ferme sur elle même et il hésite entre dia et dib.

Dans une telle situation, SIMNON ne tente pas de résoudre le système, il donne seulement le message d'erreur. Donc pour qu'il puisse intégrer

correctement les équations différentielles, il faut que les variables soient découplées les unes des autres, et cette dernière tâche revient à l'utilisateur.

En remplaçant dans l'expression de dia, dib par son expression on peut tirer une expression qui ne dépend plus de dib. Puis en substituant la nouvelle expression de dia dans l'expression de dib, on obtient les deux équations d'état découplées pertinentes à l'analyse de ce système sur SIMNON. On obtient le nouveau listing ci dessous, qui s'exécute sans problème.

```
continuous system exemple
state ia ib
der dia dib
time t
dia=(-R/L)*ia+u/(3*L)
dib=(-R/L)*ib+u/(3*L)
ic=-(ia+ib)
u=10*sin(376*t)
L:0.064
R:1.2
end
```

Le seul moyen donc pour s'affranchir de ces boucles algébriques est de découpler au préalable les équations avant de les rentrer. Ceci est parfois impossible pour l'utilisateur ou très fastidieux quand il s'agit de systèmes complexes et très couplés.

II.5- Avantages de la structure modulaire des simulations sur SIMNON:

Une structure modulaire signifie qu'un système complexe peut être subdivisé en plusieurs sous-systèmes interconnectés entre eux par un bus de signaux. Chaque sous-système est muni de signaux d'entrée-sortie et est connecté à ce bus pour communiquer avec les autres sous-systèmes. Un

système de connexion assure la gestion et l'aiguillage des signaux entre les différents modules (figure II.1).

L'avantage d'une telle structure est que chaque sous-système peut être mis au point indépendamment, et lorsqu'il devient parfaitement opérationnel on peut alors l'insérer dans une chaîne plus complexe en l'équipant de signaux d'entrée-sortie. Ceci évite beaucoup de difficultés à chercher les erreurs et les défauts éventuels dans un système très complexe où on a affaire à un grand nombre de variables, de paramètres et de logiques.

De plus un sous-système peut servir dans plusieurs chaînes différentes, c'est à dire qu'il n'est pas exclusivement destiné à opérer dans une structure particulière, ainsi on peut s'en servir à chaque fois qu'on en a besoin sans avoir à décrire à nouveau son fonctionnement.

L'utilité d'une telle structure est donc évidente en électronique de puissance, le praticien prend toujours un convertisseur, une machine et un régulateur pour monter un entraînement par exemple. Là aussi tout se passe de la même façon, on prend un module convertisseur, on le connecte à un module machine et à un module régulateur, mais de façon purement logicielle.

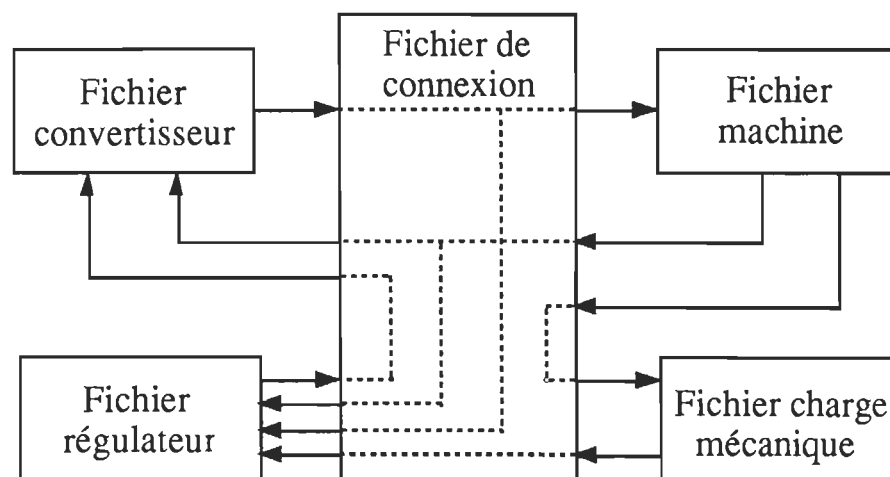


Figure II.1- Schéma de la structure modulaire.

II.6- Conclusion:

Le logiciel SIMNON se révèle être adéquat dans le domaine de simulation en électronique de puissance, grâce à son interactivité, son optimisation du temps de calcul, son extension facile et sa structure modulaire. Il offre donc des potentialités considérables pour la simulation de systèmes complexes.

La modélisation des convertisseurs, des machines à courant alternatif, et des régulateurs revêt une importance capitale pour le développement d'un module de simulation des systèmes d'entraînement à vitesse variable, et peut être facilement implantée sur SIMNON. Toutes les caractéristiques du logiciel SIMNON qui font de lui un excellent candidat pour le développement d'un module de simulation des systèmes d'entraînements des machines à courant alternatif, sont mises à profit pour l'élaboration du module de simulation SEMAS (Simulation des Entraînements des Machines à courant Alternatif par Simnon).

SEMAS sera conçu pour permettre la simulation aussi bien en boucle ouverte avec la plupart des convertisseurs de puissance, qu'en boucle fermée grâce aux techniques de régulation classiques ou à flux orienté.

Les tendances actuelles visent à augmenter la vitesse d'exécution des simulateurs, le logiciel SIMNON apporte une contribution considérable grâce à ses algorithmes à contrôle automatique du pas de calcul robustes et optimaux.

Chapitre III

Modélisation des machines à courant alternatif

III.1- Introduction:

Auparavant, les machines à courant alternatif étaient utilisées seulement en boucle ouverte, dans les applications à vitesse constante où les caractéristiques en régime établi avaient une importance. De nos jours, la mise en œuvre des entraînements à vitesse variable requiert l'utilisation de boucles de régulation. La prise en considération du comportement statique aussi bien que dynamique revêt une importance majeure pour la mise au point de ces boucles.

Pour analyser le comportement des machines à courant alternatif, le circuit équivalent par phase permet de décrire complètement le fonctionnement en régime établi. Par contre, dans un entraînement à vitesse variable, la machine constitue un élément d'une boucle de régulation et son comportement dynamique doit être pris en compte.

La simulation d'un entraînement nécessite la détermination des contraintes en tension ou en courant imposées à la machine par les conditions de fonctionnement de l'entraînement, puis l'application de ces contraintes au modèle dynamique de la machine. L'analyse des performances dynamiques des machines à courant alternatif est plus complexe que celle des machines à courant continu, ceci est dû aux non linéarités, aux couplages qui existent entre les différentes phases de la machine et entre les phases statoriques et rotoriques. Ces couplages sont complexes car ils dépendent de la position rotorique.

III.2- Machine asynchrone:

Malgré qu'elles soient le plus souvent utilisées pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique, les machines asynchrones peuvent fonctionner aussi bien en moteur qu'en générateur. Dans le domaine des

entraînements à vitesse variable, ces machines sont fréquemment utilisées dans les applications de grandes puissances.

La machine asynchrone est constituée d'un stator et d'un rotor comprenant des enroulements triphasés. Dans le cas de la machine asynchrone à rotor bobiné, les enroulements rotoriques sont accessibles pour y connecter des convertisseurs statiques. Tandis que dans le cas des machines asynchrones à rotor à cage, les enroulements rotoriques sont court-circuités sur eux mêmes. La machine asynchrone à cage est la plus utilisée dans le domaine des entraînements.

Lorsque le rotor de la machine asynchrone est stationnaire, l'alimentation des enroulements statoriques par des sources de tensions triphasées équilibrées induit des courants dans les enroulements rotoriques à la même fréquence. L'interaction entre le flux produit dans l'entrefer et la force magnétomotrice crée au rotor, donne naissance au couple dans la machine. À la vitesse de synchronisme (càd à glissement nul) le rotor ne peut avoir aucune induction, et par conséquent aucun couple n'est produit. En charge, la vitesse de la machine est différente de la vitesse de synchronisme, le flux d'entrefer tourne à la fréquence du glissement par rapport au rotor, ce qui contribue à induire des courants dans ce dernier et produit un couple électromagnétique pour compenser le couple imposé par la charge.

III.2.1- Modèle mathématique de la machine asynchrone réelle:

Les équations mathématiques décrivant la dynamique des six phases couplées de la machine sont [3]:

$$\frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$T_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix}^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned}
 [R_{ss}] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; \\
 [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned}
 [L_{sr}] &= \begin{bmatrix} L_{Aa} \cos(\theta_r) & L_{Ab} \cos(\theta_r + \phi) & L_{Ac} \cos(\theta_r - \phi) \\ L_{Ba} \cos(\theta_r - \phi) & L_{Bb} \cos(\theta_r) & L_{Bc} \cos(\theta_r + \phi) \\ L_{Ca} \cos(\theta_r + \phi) & L_{Cb} \cos(\theta_r - \phi) & L_{Cc} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \\
 [L_{rs}] &= \begin{bmatrix} L_{aA} \cos(\theta_r) & L_{aB} \cos(\theta_r + \phi) & L_{aC} \cos(\theta_r - \phi) \\ L_{bA} \cos(\theta_r - \phi) & L_{bB} \cos(\theta_r) & L_{bC} \cos(\theta_r + \phi) \\ L_{cA} \cos(\theta_r + \phi) & L_{cB} \cos(\theta_r - \phi) & L_{cC} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; \text{ et } \phi = \frac{2\pi}{3} \quad (3.5)$$

Les lettres majuscules correspondent aux grandeurs statoriques. Les lettres minuscules correspondent aux grandeurs rotoriques.

Ces équations sont très générales et peuvent être considérablement simplifiées, si l'on introduit les contraintes pratiques suivantes:

- paramètres électriques de la machine ne dépendant ni du temps ni des conditions de fonctionnement;
- réciprocité des inductances mutuelles;
- enroulements identiques du côté stator et du côté rotor;
- machine alimentée par des sources parfaitement équilibrées;
- le neutre des enroulements est indépendant du neutre des alimentations.

Avec ces considérations, on aboutit au modèle mathématique simplifié suivant:

$$\frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned} [R_{ss}] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; \\ [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} L_{AA} & 0 & 0 \\ 0 & L_{BB} & 0 \\ 0 & 0 & L_{CC} \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & 0 & 0 \\ 0 & L_{bb} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$[L_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \phi) & \cos(\theta_r - \phi) \\ \cos(\theta_r - \phi) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \phi) \\ \cos(\theta_r + \phi) & \cos(\theta_r - \phi) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^T. \quad (3.9)$$

On note que même avec ce modèle simplifié, la résolution d'un tel système reste complexe à cause des coefficients dépendants du temps dans les matrices d'état, et du couplage qui existe entre les phases de la machine. La formulation dans l'espace d'état d'un tel système nécessite l'inversion de la matrice [L].

L'inversion de la matrice [L] donne des termes en $[\cos(\theta_r)]^{-1}$ qui créent des problèmes de calcul lorsque $\cos(\theta_r)$ devient nul.

Le but est donc de chercher un modèle dont la matrice [L] ne dépend pas explicitement de θ_r , et dont l'inversion ne donnera pas le problème rencontré ci-avant, par le moyen de transformations mathématiques. Ces transformations devront assurer l'invariance de puissance.

III.2.2- Modèle de GHANI, ou modèle réel de la machine:[9]

C'est un modèle qui est basé sur un changement très astucieux dans le modèle mathématique réel de la machine. Il permet un accès direct à toutes les grandeurs (V, I) de la machine, aussi bien pour le stator que pour le rotor sans aucune transformation d'axes. La connexion des convertisseurs statiques est directe des deux côtés de l'entrefer. Il permet aussi d'analyser les défauts de fonctionnement tels que la coupure d'une phase ou le court-circuit entre phases.

Dans le modèle mathématique de la machine réelle tenant compte des simplifications pratiques citées ci-avant, on a l'équation:

$$v_{as} = R_s i_{as} + L_s \frac{di_{as}}{dt} + M \frac{d}{dt} [i_{ar} \cos(\theta_r) + i_{br} \cos(\theta_r + \phi) + i_{cr} \cos(\theta_r - \phi)] \quad (3.10)$$

Si l'on considère une source de courant non-linéaire J_{as} de la forme:

$$J_{as} = \frac{M}{L_s} [i_{ar} \cos(\theta_r) + i_{br} \cos(\theta_r + \phi) + i_{cr} \cos(\theta_r - \phi)] \quad (3.11)$$

En posant le changement de variable suivant:

$$i_{Las} = (i_{as} + J_{as}) \quad (3.12)$$

on aboutit à l'équation différentielle suivante:

$$v_{as} = R_s (i_{Las} - J_{as}) + L_s \frac{di_{Las}}{dt} \quad (3.13)$$

La nouvelle formulation d'état est donc:

$$\begin{bmatrix} [L_{ss}] & [0] \\ [0] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [i_{Ls}] \\ [i_{Lr}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r] \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{Ls}] - [J_s] \\ [i_{Lr}] - [J_r] \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

avec:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{Las} \\ i_{Lbs} \\ i_{Lcs} \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} i_{Lar} \\ i_{Lbr} \\ i_{Lcr} \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} J_{as} \\ J_{bs} \\ J_{cs} \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} J_{ar} \\ J_{br} \\ J_{cr} \end{bmatrix} ; \\
\begin{bmatrix} v_s \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.15}$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} ; \\
\begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} ; \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.16}$$

$$\begin{aligned}
J_{as} &= \frac{M}{L_s} [i_{ar} \cos(\theta_r) + i_{br} \cos(\theta_r + \phi) + i_{cr} \cos(\theta_r - \phi)] \\
J_{bs} &= \frac{M}{L_s} [i_{br} \cos(\theta_r) + i_{cr} \cos(\theta_r + \phi) + i_{ar} \cos(\theta_r - \phi)] \\
J_{cs} &= \frac{M}{L_s} [i_{cr} \cos(\theta_r) + i_{ar} \cos(\theta_r + \phi) + i_{br} \cos(\theta_r - \phi)] \\
J_{ar} &= \frac{M}{L_r} [i_{as} \cos(\theta_r) + i_{cs} \cos(\theta_r + \phi) + i_{bs} \cos(\theta_r - \phi)] \\
J_{br} &= \frac{M}{L_r} [i_{bs} \cos(\theta_r) + i_{as} \cos(\theta_r + \phi) + i_{cs} \cos(\theta_r - \phi)] \\
J_{cr} &= \frac{M}{L_r} [i_{cs} \cos(\theta_r) + i_{bs} \cos(\theta_r + \phi) + i_{as} \cos(\theta_r - \phi)]
\end{aligned} \tag{3.17}$$

L'équation mécanique donne:

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \left[\frac{1}{J} \right] [T_{em} - T_L - K_f \omega_m] \tag{3.18}$$

$$\text{avec: } \omega_m = \frac{\omega_r}{pp}. \tag{3.19}$$

$$\text{et } T_{em} = pp.M [T_1 + T_2 + T_3] \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} T_1 &= (i_{ar} i_{as} + i_{br} i_{bs} + i_{cr} i_{cs}) \cos(\theta_r) \\ T_2 &= (i_{ar} i_{bs} + i_{br} i_{cs} + i_{cr} i_{as}) \cos(\theta_r - \phi) \\ T_3 &= (i_{ar} i_{cs} + i_{br} i_{as} + i_{cr} i_{bs}) \cos(\theta_r + \phi) \end{aligned} \quad (3.21)$$

On voit donc qu'on aboutit à un système d'équations d'état facile à résoudre, facile à implanter sur un ordinateur, et dont le modèle est le suivant:

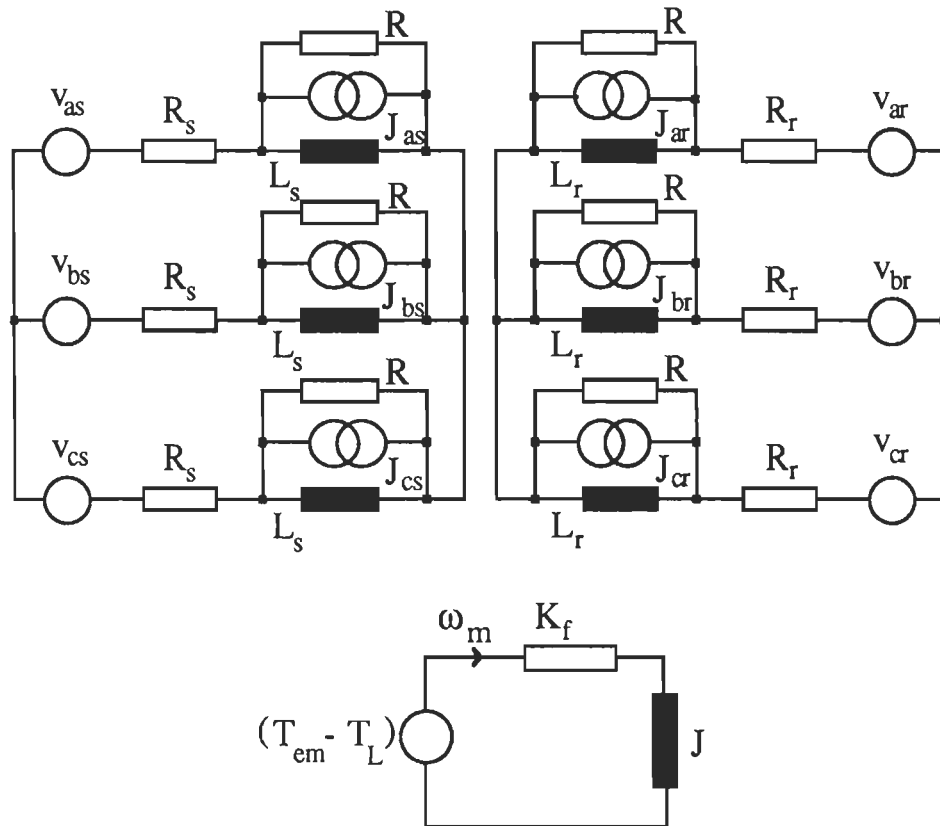


Figure III.1- Modèle réel simplifié de la machine asynchrone, ou modèle de GHANI.

III.2.3- Transformations d'axes:

Les transformations d'axes permettent non seulement de rendre les matrices d'état indépendantes de la position rotorique, mais aussi de

simplifier l'analyse de la machine en considérant une machine biphasée équivalente au lieu de la machine triphasée originale après quelques simplifications courantes.

L'une des transformations les plus utilisées est la transformation de PARK [10], ou modèle d-q généralisé, basée sur la matrice de transformation orthogonale suivante:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \phi) & \cos(\theta + \phi) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \phi) & -\sin(\theta + \phi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Cette transformation permet d'obtenir les composantes d-q-o des grandeurs triphasées, tout en assurant l'invariance de puissance suite à la transformation.

La composante homopolaire "o" n'intervient pas dans le cas des systèmes équilibrés car elle ne produit aucun couple et ne sera pas prise en considération dans la suite.

Physiquement, la transformation de PARK procède de la décomposition d'une force magnétomotrice (f.m.m) tournante produite par une armature triphasée suivant deux axes perpendiculaires, en l'occurrence d et q .

Pour une machine asynchrone, on peut définir deux systèmes d'axes d-q, l'un pour le stator, et l'autre pour le rotor.

La formulation d'état relative à cette transformation, en négligeant la composante homopolaire qui ne produit aucun couple, est:

$$\begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [A] \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} + [\Omega] [A] \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

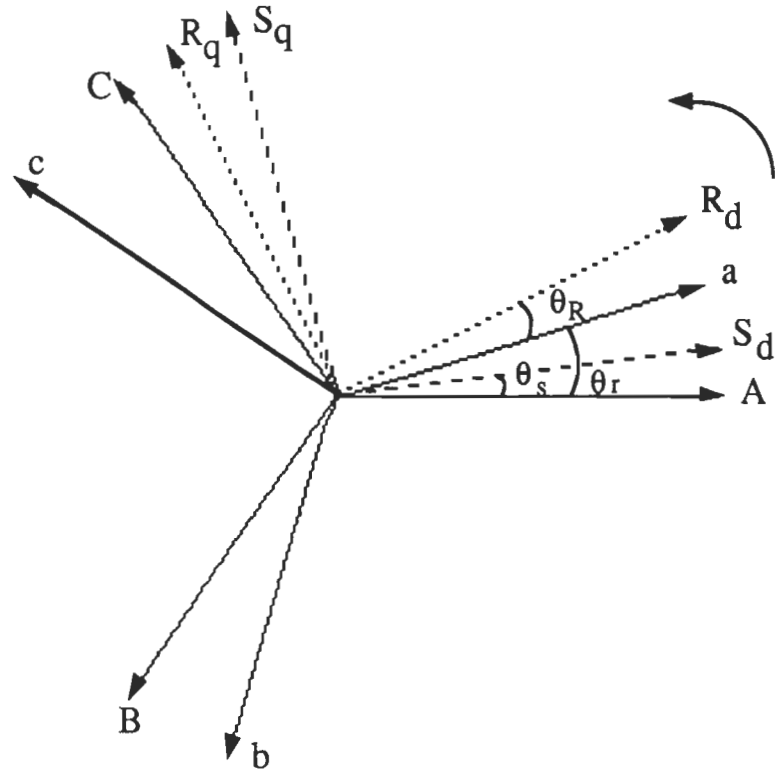


Figure III.2- Transformation d'axes (3 phases) - (d-q).

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix}; [R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$[\Omega] = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s & 0 & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_R \\ 0 & 0 & \omega_R & 0 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} (L_{ss} - M_{ss}) & 0 & M \cos(\Psi) & -M \sin(\Psi) \\ 0 & (L_{ss} - M_{ss}) & M \sin(\Psi) & M \cos(\Psi) \\ M \cos(\Psi) & M \sin(\Psi) & (L_{rr} - M_{rr}) & 0 \\ -M \sin(\Psi) & M \cos(\Psi) & 0 & (L_{rr} - M_{rr}) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

L_{ss} : inductance propre de l'enroulement statorique.

$$M_{ss} = -\frac{L_{ss}}{2} = \text{inductance mutuelle de l'enroulement statorique .} \quad (3.27)$$

L_{rr} : inductance propre de l'enroulement rotorique.

$$M_{rr} = -\frac{L_{rr}}{2} : \text{inductance mutuelle de l'enroulement rotorique .} \quad (3.28)$$

M : inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques.

$$\text{avec: } \Psi = (\theta_r - \theta_s + \theta_R) \text{ et } \frac{d\Psi}{dt} = (\omega_r - \omega_s + \omega_R) \quad (3.29)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}, \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \text{ et } \omega_R = \frac{d\theta_R}{dt} \quad (3.30)$$

le couple est donné par :

$$T_{em} = \frac{3}{2} pp.M [i_{qs} i_{dr} \cos(\Psi) - i_{qs} i_{qr} \sin(\Psi) - i_{ds} i_{dr} \sin(\Psi) - i_{ds} i_{qr} \cos(\Psi)] \quad (3.31)$$

où pp . est le nombre de paires de pôles de la machine.

Dans le cas où l'angle Ψ est nul, les axes (d-q) du stator se superposent avec les axes (d-q) du rotor et tournent à la même vitesse, alors on considère un seul système d'axes (d-q).

III.2.3.1- Modèle d-q de la machine dans le repère stationnaire lié au stator:

C'est un cas particulier de $\Psi = 0$, dans lequel le système d'axes (d-q) est immobile par rapport au stator. L'axe " d " coïncide avec la phase a du stator. Dans ce cas on a: $\theta_s = 0$ et $\omega_s = 0$, et comme $\Psi = 0$ on a donc: $\theta_r = -\theta_R$, et $\omega_r = -\omega_R$.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} [(L_{ss} - M_{ss}) i_{ds} + M i_{dr}] \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} [(L_{ss} - M_{ss}) i_{qs} + M i_{qr}] \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned}
v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} [(L_{rr} - M_{rr}) i_{dr} + M i_{ds}] + \omega_r (L_{rr} - M_{rr}) i_{qr} + \omega_r M i_{qs} \\
v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} [(L_{rr} - M_{rr}) i_{qr} + M i_{qs}] - \omega_r (L_{rr} - M_{rr}) i_{dr} - \omega_r M i_{ds}
\end{aligned} \quad (3.33)$$

En posant:

$$(L_{ss} - M_{ss}) = \frac{3L_{ss}}{2} = L_s \quad \text{et} \quad (L_{rr} - M_{rr}) = \frac{3L_{rr}}{2} = L_r \quad (3.34)$$

où L_s et L_r sont respectivement les inductances cycliques des enroulements statoriques et rotoriques [10], on trouve:

$$\begin{aligned}
v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} [L_s i_{ds} + M i_{dr}] \\
v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} [L_s i_{qs} + M i_{qr}]
\end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\begin{aligned}
v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{dr} + M i_{ds}] + \omega_r L_r i_{qr} + \omega_r M i_{qs} \\
v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{qr} + M i_{qs}] - \omega_r L_r i_{dr} - \omega_r M i_{ds}
\end{aligned} \quad (3.36)$$

$$\begin{aligned}
\Psi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\
\Psi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\
\Psi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\
\Psi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs}
\end{aligned} \quad (3.37)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \text{ pp. } M [i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}] \quad (3.38)$$

Le modèle de la machine correspondant à une telle description mathématique est montré à la figure III.3.

III.2.3.2- Modèle d-q de la machine dans le repère synchrone lié au stator:

C'est un cas particulier de $\Psi = 0$, dans lequel le système d'axes (d-q) est fixe par rapport au stator, et tourne avec lui à la même vitesse angulaire.

Dans ce cas $\theta_s = \theta_e = \omega_e t$ et $\omega_s = \omega_e$, $\theta_R = g\theta_e$ où g est le glissement, et $\theta_r = (\theta_e - \theta_R) = \theta_s (1 - g)$.

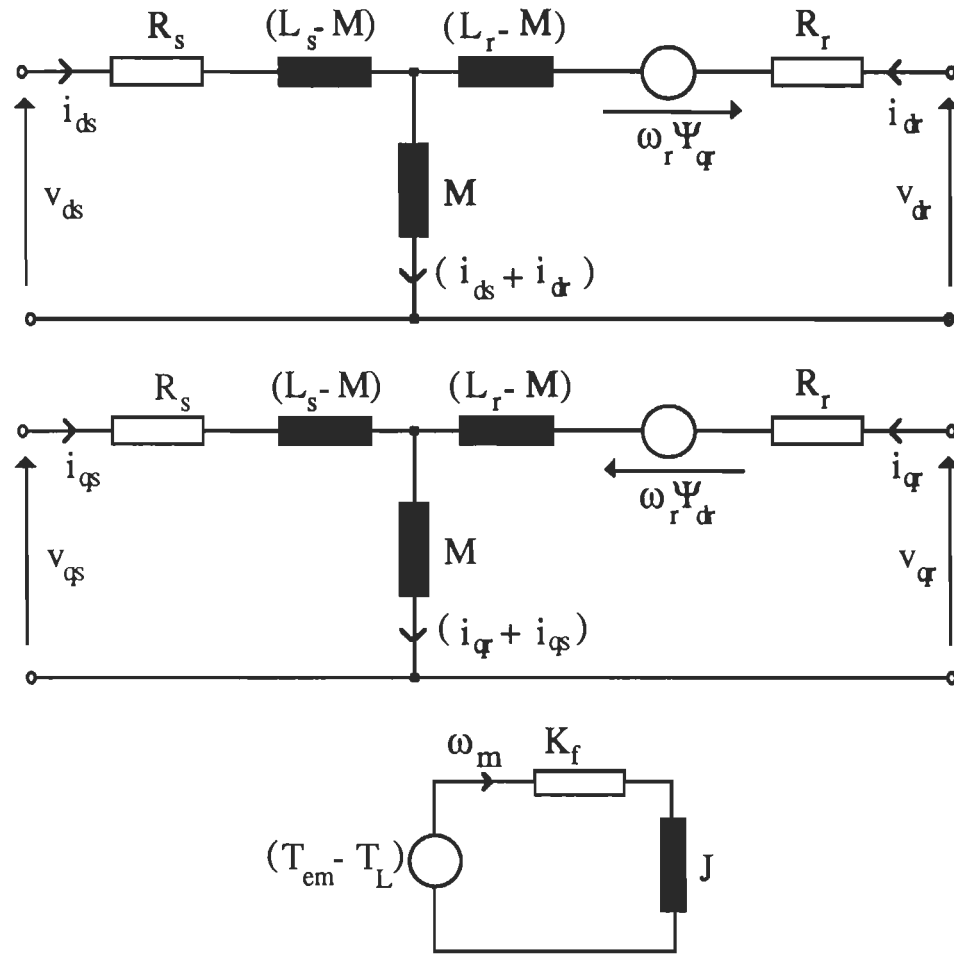


Figure III.3- Modèle d-q de la machine asynchrone dans le repère stationnaire lié au stator.

Les équations de la machine deviennent:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} [L_s i_{ds} + M i_{dr}] - \omega_e L_s i_{qs} - \omega_e M i_{qr} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} [L_s i_{qs} + M i_{qr}] + \omega_e L_s i_{ds} + \omega_e M i_{dr} \end{aligned} \quad (3.39)$$

$$\begin{aligned} v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{dr} + M i_{ds}] - (\omega_e - \omega_r) L_r i_{qr} - (\omega_e - \omega_r) M i_{qs} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{qr} + M i_{qs}] + (\omega_e - \omega_r) L_r i_{dr} + (\omega_e - \omega_r) M i_{ds} \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned}
 \Psi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\
 \Psi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\
 \Psi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\
 \Psi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs}
 \end{aligned}
 \tag{3.41}$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \text{pp} M [i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}]
 \tag{3.42}$$

Le modèle de la machine dans le repère synchrone lié au stator est montré à la figure III.4.

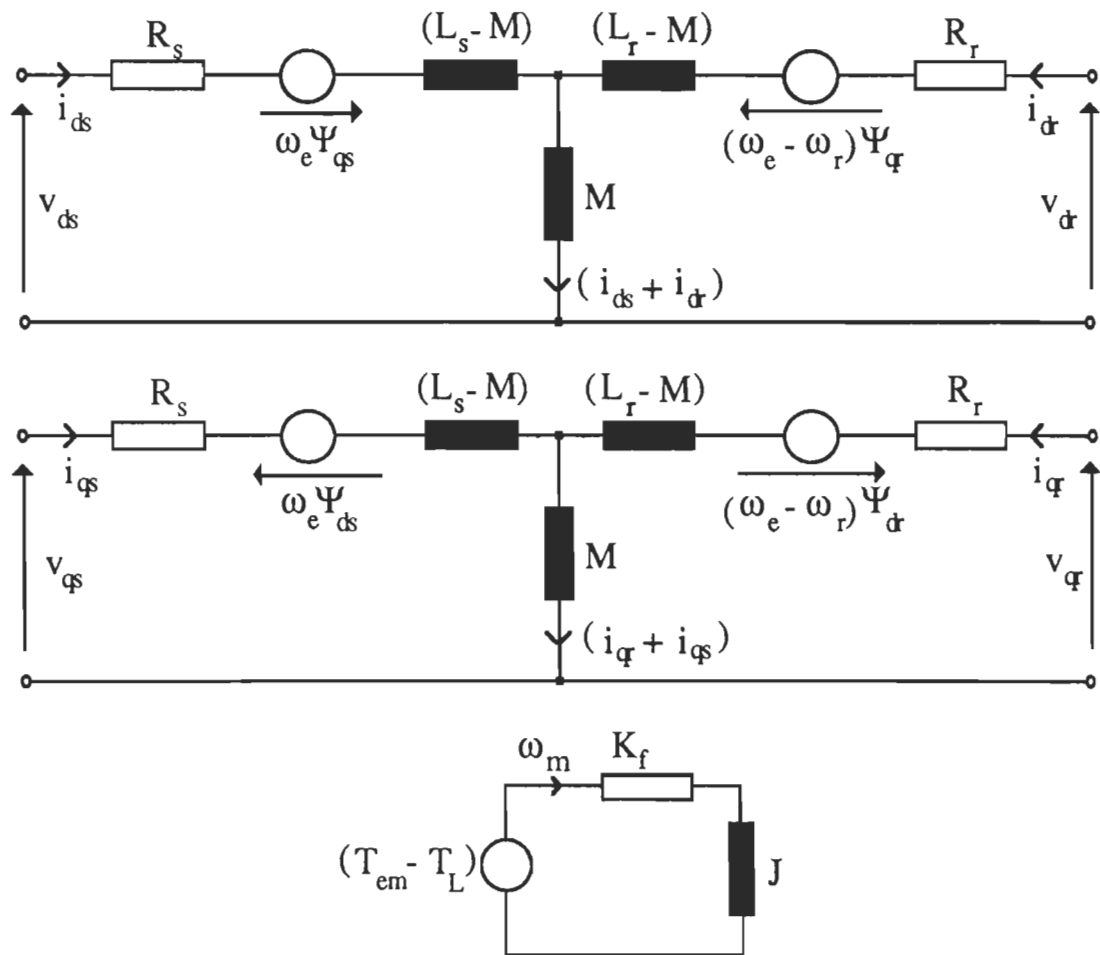


Figure III.4- Modèle d-q de la machine asynchrone dans le repère synchrone lié au stator.

III.2.3.3- Modèle d-q de la machine dans le repère stationnaire lié au rotor:

C'est un cas particulier de $\Psi = 0$, dans lequel le système d'axes (d-q) est fixe par rapport au rotor. Dans ce cas $\theta_R = 0$ et $\omega_R = 0$, $\omega_s = \omega_r$, et $\theta_r = \theta_s$.

Les équations de la machine deviennent:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} [L_s i_{ds} + M i_{dr}] - \omega_r L_s i_{qs} - \omega_r M i_{qr} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} [L_s i_{qs} + M i_{qr}] + \omega_r L_s i_{ds} + \omega_r M i_{dr} \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned} v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{dr} + M i_{ds}] \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{qr} + M i_{qs}] \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{ds} &= L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Psi_{qs} &= L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Psi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Psi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{aligned} \quad (3.45)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} pp. M [i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}] \quad (3.46)$$

Le modèle de la machine dans le repère stationnaire lié au rotor est montré à la figure III.5.

III.2.4- Modèle de Bolognani:[11]

Dans le but de simplifier l'analyse, ce modèle est basé sur les considérations pratiques suivantes:

- Paramètres électriques de la machine ne dépendent ni du temps ni des conditions de fonctionnement.
- Enroulements identiques du côté stator et enroulements identiques du côté rotor.

- Les enroulements de la machine sont distribués de façon à produire une force magnétomotrice (f.m.m) sinusoïdale dans l'entrefer.
- Les phénomènes de saturation, d'hystérésis, et les courants de Foucault sont négligeables.

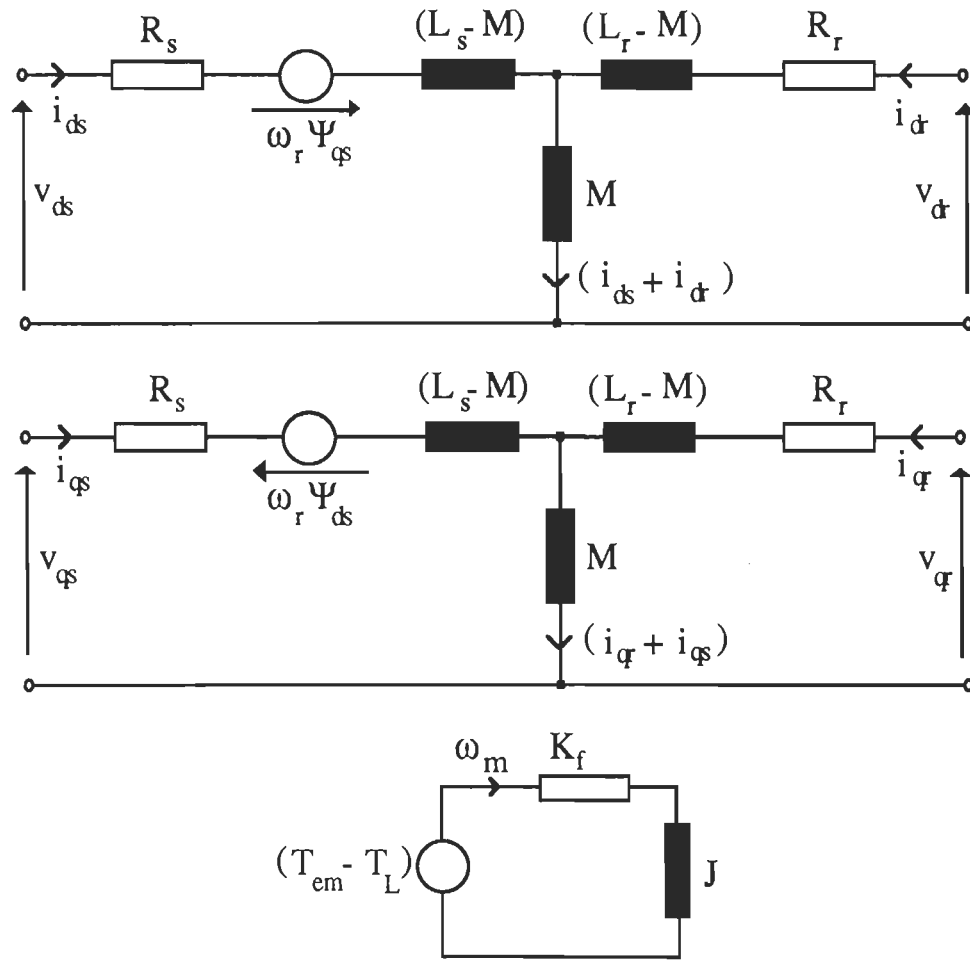


Figure III.5- Modèle d-q de la machine asynchrone dans le repère stationnaire lié au rotor.

Ce modèle qui préserve les phases statoriques, ne dépend pas de la position rotorique. Il est bâti autour d'une matrice de transformation, qui est appliquée seulement du côté rotor. Pour obtenir cette transformation, Bolognani a effectué deux transformations d'axes:

- une première transformation (3 phases) - (d-q) est appliquée au rotor en considérant le repère synchrone lié au stator dans la transformation orthogonale de PARK;

- une deuxième transformation (d-q) - (3 phases), en considérant la transformation inverse du modèle (d-q) dans le repère stationnaire de la transformation orthogonale de PARK;

La matrice résultante est le produit des deux matrices relatives aux deux transformations. Cette matrice est aussi orthogonale, et par conséquent l'invariance de puissance est assurée.

La matrice de transformation est la suivante:

$$[v(\theta_r)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} + \cos(\theta_r) & \frac{1}{2} + \cos(\theta_r + \phi) & \frac{1}{2} + \cos(\theta_r - \phi) \\ \frac{1}{2} + \cos(\theta_r - \phi) & \frac{1}{2} + \cos(\theta_r) & \frac{1}{2} + \cos(\theta_r + \phi) \\ \frac{1}{2} + \cos(\theta_r + \phi) & \frac{1}{2} + \cos(\theta_r - \phi) & \frac{1}{2} + \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

Les équations de la machine dans le modèle de Bolognani sont:

$$\begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r]^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]^* \end{bmatrix} + \left[\frac{\omega_r}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} [0] & [0] \\ [0] & [S_{rr}] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \right] \begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r]^* \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

$$\begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r]^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]^* \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Où le signe * correspond aux grandeurs transformées;

$$\text{avec: } [v_r]^* = [v(\theta_r)] [v_r], [i_r]^* = [v(\theta_r)] [i_r], [\Psi_r]^* = [v(\theta_r)] [\Psi_r] \quad (3.50)$$

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [\Psi_s] = \begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix}$$

$$[v_r]^* = \begin{bmatrix} v_{ar}^* \\ v_{br}^* \\ v_{cr}^* \end{bmatrix}; [i_r]^* = \begin{bmatrix} i_{ar}^* \\ i_{br}^* \\ i_{cr}^* \end{bmatrix}; \text{ et } [\Psi_r]^* = \begin{bmatrix} \Psi_{ar}^* \\ \Psi_{br}^* \\ \Psi_{cr}^* \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

$$[L_{SS}] = L_{s1} \begin{bmatrix} 1 & -K_s & -K_s \\ -K_s & 1 & -K_s \\ -K_s & -K_s & 1 \end{bmatrix}; [L_{RR}] = L_{r1} \begin{bmatrix} 1 & -K_r & -K_r \\ -K_r & 1 & -K_r \\ -K_r & -K_r & 1 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

K_s est le coefficient de couplage entre les phases statoriques, et K_r le coefficient de couplage entre les phases rotoriques. On a: $L_s = L_{s1}(1+K_s)$ et $L_r = L_{r1}(1+K_r)$.

$$[L_{SR}] = [L_{RS}]^T = M_1 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$$\text{avec } M_1 = \frac{2M}{3} \quad (3.54)$$

M étant l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

$$[S_{RR}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}; [R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Le couple électromagnétique est donnée par:

$$T_{em} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} i_s & i_r^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & S_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SR} \\ L_{RS} & L_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r^* \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

$$T_{em} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} i_s & i_r^* \end{bmatrix} S_{RR} L_{RS} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r^* \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

La tension de la phase a du stator s'écrit:

$$v_{as} = R_s i_{as} + L_{s1} \frac{di_{as}}{dt} - K_s L_{s1} \left[\frac{di_{bs}}{dt} + \frac{di_{cs}}{dt} \right] + M_1 \left[\frac{di_{ar}^*}{dt} - \frac{1}{2} \frac{di_{br}^*}{dt} - \frac{1}{2} \frac{di_{cr}^*}{dt} \right] \quad (3.58)$$

et la tension de la phase a du rotor est donnée par:

$$v_{ar} = R_r i_{ar} + L_{r1} \frac{di_{ar}^*}{dt} - K_r L_{r1} \left[\frac{di_{br}^*}{dt} + \frac{di_{cr}^*}{dt} \right] + M_1 \left[\frac{di_{as}}{dt} - \frac{1}{2} \frac{di_{bs}}{dt} - \frac{1}{2} \frac{di_{cs}}{dt} \right] + V_1 \quad (3.59)$$

$$\text{où: } V_1 = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} \left[(1 + K_r) (i_{br}^* - i_{cr}^*) + \frac{3}{2} M_1 (i_{bs} - i_{cs}) \right] \quad (3.60)$$

Dans le cas où les enroulements statoriques et rotoriques de la machine sont connectés en étoile, on a les deux relations suivantes:

$$\begin{aligned} i_{cs} &= - (i_{as} + i_{bs}) \\ i_{cr} &= - (i_{ar} + i_{br}) \end{aligned} \quad (3.61)$$

En substituant ces deux relations dans l'expression de v_{as} et de v_{ar} on obtient:

$$[v_{as}] = R_s i_{as} + L_s \frac{di_{as}}{dt} + M \frac{di_{ar}^*}{dt} \quad (3.62)$$

$$[v_{ar}^*] = R_r i_{ar} + L_r \frac{di_{ar}}{dt} + M \frac{di_{as}}{dt} + E_1^a + E_2^a \quad (3.63)$$

$$\text{avec: } E_1^a = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} M (i_{bs} - i_{cs}) \text{ et } E_2^a = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} L_r (i_{br}^* - i_{cr}^*) \quad (3.64)$$

De même pour les phases (b,c) du stator et les phases (b,c) du rotor on trouve:

$$\begin{aligned} [v_{bs}] &= R_s i_{bs} + L_s \frac{di_{bs}}{dt} + M \frac{di_{br}^*}{dt} \\ [v_{cs}] &= R_s i_{cs} + L_s \frac{di_{cs}}{dt} + M \frac{di_{cr}^*}{dt} \end{aligned} \quad (3.65)$$

$$\begin{aligned} [v_{br}^*] &= R_r i_{br} + L_r \frac{di_{br}}{dt} + M \frac{di_{bs}}{dt} + E_1^b + E_2^b \\ [v_{cr}^*] &= R_r i_{cr} + L_r \frac{di_{cr}}{dt} + M \frac{di_{cs}}{dt} + E_1^c + E_2^c \end{aligned} \quad (3.66)$$

$$\begin{aligned} E_1^b &= \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} M (i_{cs} - i_{as}) ; E_2^b = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} L_r (i_{cr}^* - i_{ar}^*) ; \\ E_1^c &= \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} M (i_{as} - i_{bs}) \text{ et } E_2^c = \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} L_r (i_{ar}^* - i_{br}^*) \end{aligned} \quad (3.67)$$

Le couple produit par la machine est:

$$T_{em} = pp. \frac{M}{\sqrt{3}} [i_{ar} (i_{bs} - i_{cs}) + i_{br} (i_{cs} - i_{as}) + i_{cr} (i_{as} - i_{bs})] \quad (3.68)$$

En considérant E_1^a , E_1^b , E_1^c , E_2^a , E_2^b et E_2^c comme des sources non linéaires de tension on aboutit au modèle de Bolognani de la machine asynchrone; qui est montré à la figure III.6.

III.2.5- Modèle hybride:[12]

Ce modèle est basé sur l'application de la transformation (d-q) seulement du côté rotor de la machine. Ce modèle utilise la vitesse rotorique comme paramètre, et de ce fait les coefficients de la matrice du vecteur dérivé de la représentation d'état sont constants ce qui évite donc les problèmes de calcul. Il présente des avantages, dans la mesure où les grandeurs statoriques sont directement accessibles sans aucune transformation mathématique, de ce fait le convertisseur peut être appliqué directement au stator, sans avoir à appliquer une transformation aux sorties de celui-ci.

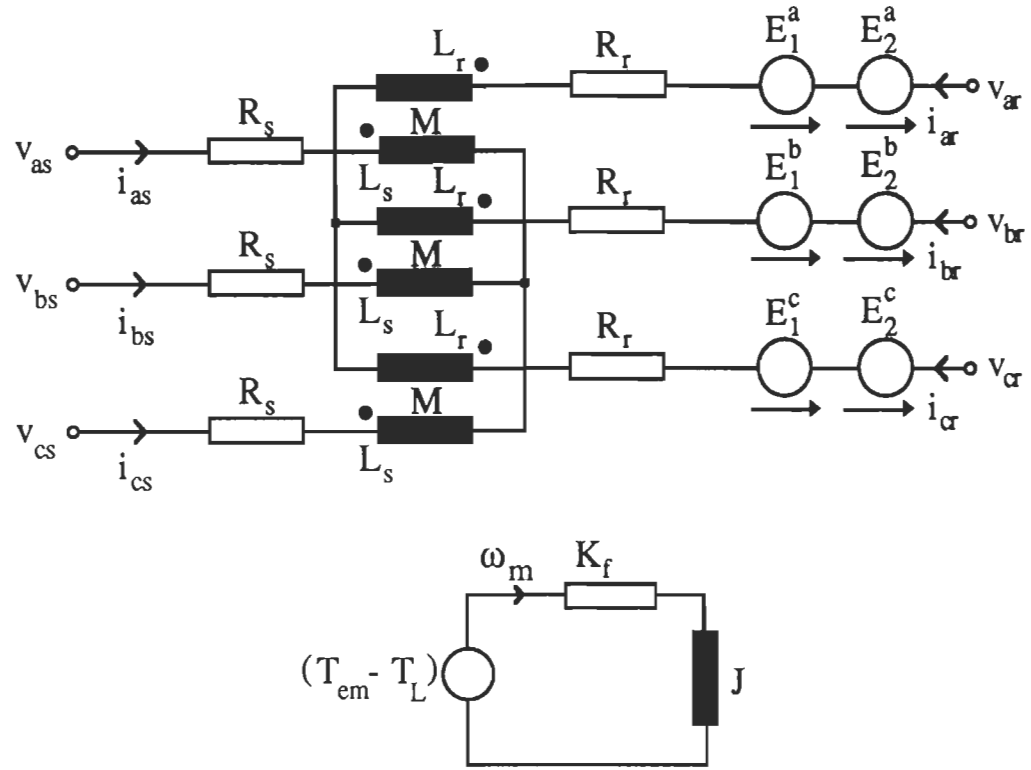


Figure III.6- Modèle de Bolognani de la machine asynchrone.

La formulation d'état correspondant au modèle hybride est la suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_s \\ \dot{v}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ss} & 0 \\ 0 & R_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

$$v_s = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; v_r = \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix}; i_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; i_r = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix};$$

$$R_{ss} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; R_{rr} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

$$[L_{11}] = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ss} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ss} \end{bmatrix}, [L_{12}] = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ L_2 & L_3 \\ L_2 & L_4 \end{bmatrix}, [L_{21}] = [L_{12}]^T \quad (3.71)$$

$$L_{ss} = (L_s - \frac{M}{3}) ; L_{sm} = -\frac{M}{3} ; L_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} M ; L_2 = \frac{-1}{\sqrt{6}} M ; \frac{1}{\sqrt{2}} M ; L_4 = -L_3 \quad (3.72)$$

$$\begin{aligned} v_{dr} &= \omega_r (L_4 i_{bs} + L_3 i_{cs} - L_r i_{qr}) \\ v_{qr} &= \omega_r (L_1 i_{as} + L_2 i_{bs} + L_2 i_{cs} + L_r i_{dr}) \end{aligned} \quad (3.73)$$

$$\text{et } T_{em} = M \left[\left(\frac{1}{\sqrt{2}} i_{as} + \sqrt{2} i_{bs} \right) i_{dr} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{as} i_{qr} \right] \quad (3.74)$$

Le modèle hybride de la machine asynchrone est le suivant:

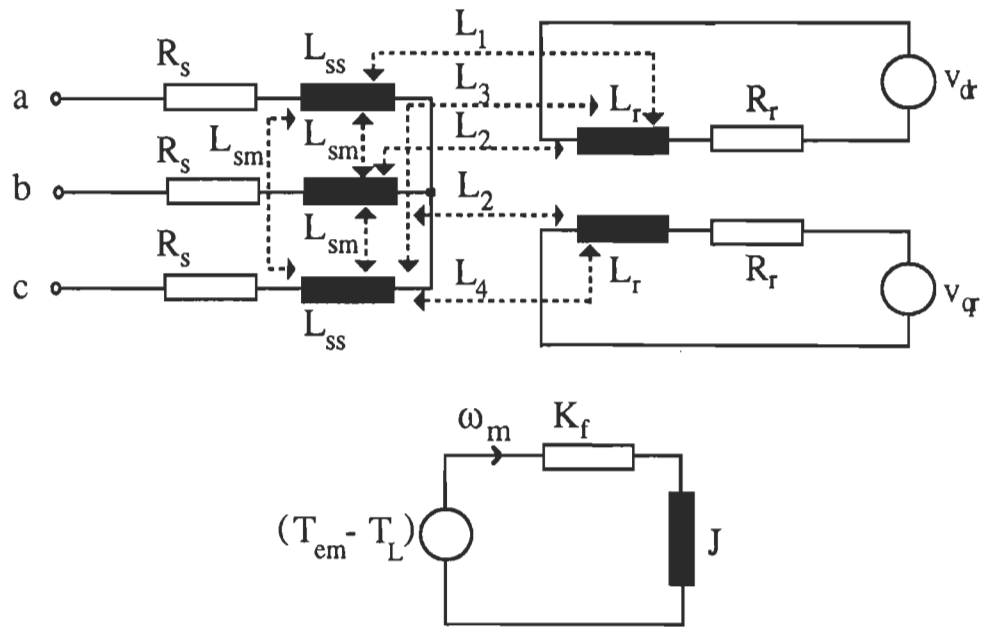


Figure III.7- Modèle hybride de la machine asynchrone.

III.3- Modélisation de la machine asynchrone alimentée en courant:

Dans le cas de l'alimentation en courant, trois équations d'état de la machine disparaissent, vu que les courants statoriques sont imposés à la machine et constituent donc le vecteur de commande du modèle d'état de la machine qui s'en trouve simplifié.

Cependant dans tous les modèles décrits (sauf le modèle de GHANI), les équations d'état de la machine du côté rotor dépendent non seulement des courants statoriques, mais aussi des dérivées par rapport au temps de ceux-ci. On se retrouve vite devant un autre problème: si on impose les courants au stator on doit aussi déterminer la dérivée de ces courants pour calculer les courants rotoriques de la machine, ce qui n'est pas simple quand il s'agit de formes d'ondes non sinusoïdales.

Pour contourner ce problème, on fait un changement de variables d'état, en considérant comme nouvelles variables les flux liés au rotor. Dans ce cas on obtient des modèles simples de la machine asynchrone pour une alimentation en courant.

III.3.1-La formulation d'état du modèle de GHANI

D'après les équations du modèle de GHANI pour une alimentation en tension, on a la relation suivante pour les phases rotoriques:

$$[L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_{Lr}] = [v_r] - [R_{rr}] [[i_{Lr}] - [J_r]] \quad (3.75)$$

$$\begin{aligned} [i_{Lr}] &= \begin{bmatrix} i_{Lar} \\ i_{Lbr} \\ i_{Lcr} \end{bmatrix}; [J_r] = \begin{bmatrix} J_{ar} \\ J_{br} \\ J_{cr} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; \\ [R_{rr}] &= \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.76)$$

$$\begin{aligned}
J_{\alpha} &= \frac{M}{L_r} [i_{as} \cos(\theta_r) + i_{cs} \cos(\theta_r + \phi) + i_{bs} \cos(\theta_r - \phi)] \\
J_{\beta} &= \frac{M}{L_r} [i_{bs} \cos(\theta_r) + i_{as} \cos(\theta_r + \phi) + i_{cs} \cos(\theta_r - \phi)] \\
J_{\gamma} &= \frac{M}{L_r} [i_{cs} \cos(\theta_r) + i_{bs} \cos(\theta_r + \phi) + i_{as} \cos(\theta_r - \phi)]
\end{aligned} \tag{3.77}$$

Dans ce cas les trois équations différentielles du stator disparaissent, puisque les courants statoriques sont maintenant connus.

III.3.2-Équations d'état du modèle d-q de la machine asynchrone dans le repère synchrone lié au stator:

Le modèle d-q de la machine asynchrone dans le repère synchrone lié au stator est donné ci-après. Les modèles d-q dans le repère stationnaire lié au rotor, et dans le repère synchrone lié au rotor, pour une alimentation en courant peuvent être tirés de façon similaire.

Les équations des phases rotoriques de la machine asynchrone dans le repère synchrone lié au stator sont données par:

$$\begin{aligned}
v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{dr} + M i_{ds}] - (\omega_e - \omega_r) L_r i_{qr} - (\omega_e - \omega_r) M i_{qs} \\
v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{qr} + M i_{qs}] + (\omega_e - \omega_r) L_r i_{dr} + (\omega_e - \omega_r) M i_{ds}
\end{aligned} \tag{3.78}$$

Les flux rotoriques sont donnés par:

$$\begin{aligned}
\Psi_{dr} &= L_r i_{dr} + M i_{ds} \\
\Psi_{qr} &= L_r i_{qr} + M i_{qs}
\end{aligned} \tag{3.79}$$

D'où l'on tire:

$$\begin{aligned}
i_{dr} &= \frac{[\Psi_{dr} - M i_{ds}]}{L_r} \\
i_{qr} &= \frac{[\Psi_{qr} - M i_{qs}]}{L_r}
\end{aligned} \tag{3.80}$$

Et finalement on aboutit au système d'équations d'état suivant:

$$\begin{aligned}
\frac{d\Psi_{dr}}{dt} &= - \left[\frac{R_r}{L_r} \right] [\Psi_{dr} - M i_{ds}] + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr} \\
\frac{d\Psi_{qr}}{dt} &= - \left[\frac{R_r}{L_r} \right] [\Psi_{qr} - M i_{qs}] - (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} \\
\frac{d\omega_m}{dt} &= \left[\frac{1}{J} \right] [T_{em} - T_L - K_f \omega_m]
\end{aligned} \tag{3.81}$$

$$\text{avec: } T_{em} = \frac{3}{2} \text{ pp. } M [i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}] \tag{3.82}$$

III.3.3-Formulation d'état du modèle de Bolognani:

Les équations de la machine asynchrone dans le modèle de Bolognani sont données par:

$$\begin{bmatrix} v_s \\ v_r^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ss} & 0 \\ 0 & R_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r^* \end{bmatrix} + \left[\frac{\omega_r}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & S_{RR} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \right] \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r^* \end{bmatrix} \tag{3.83}$$

$$\text{et } \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{SS} & L_{SR} \\ L_{RS} & L_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r^* \end{bmatrix} \tag{3.84}$$

$$\begin{aligned}
\text{où: } [L_{SS}] &= L_{s1} \begin{bmatrix} 1 & -K_s & -K_s \\ -K_s & 1 & -K_s \\ -K_s & -K_s & 1 \end{bmatrix}; [L_{RR}] = L_{r1} \begin{bmatrix} 1 & -K_r & -K_r \\ -K_r & 1 & -K_r \\ -K_r & -K_r & 1 \end{bmatrix}; \\
[R_{ss}] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_{rr}] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [S_{RR}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix};
\end{aligned} \tag{3.85}$$

$$[L_{SR}] = [L_{RS}]^T = M_1 \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

D'où l'on tire:

$$\begin{aligned}
\Psi_{ar} &= M_1 i_{as} - \frac{M_1}{2} i_{bs} - \frac{M_1}{2} i_{cs} + L_{r1} i_{ar} - K_r L_{r1} i_{br} - K_r L_{r1} i_{cr} \\
\Psi_{br} &= -\frac{M_1}{2} i_{as} + M_1 i_{bs} - \frac{M_1}{2} i_{cs} - K_r L_{r1} i_{ar} + L_{r1} i_{br} - K_r L_{r1} i_{cr} \\
\Psi_{cr} &= -\frac{M_1}{2} i_{as} - \frac{M_1}{2} i_{bs} + M_1 i_{cs} - K_r L_{r1} i_{ar} - K_r L_{r1} i_{br} + L_{r1} i_{cr}
\end{aligned} \tag{3.86}$$

$$\Psi_{ar} + \Psi_{br} + \Psi_{cr} = L_{r1} (1 - 2K_r) [i_{ar} + i_{br} + i_{cr}] = 0, \text{ comme } i_{ar} + i_{br} + i_{cr} = 0.$$

$$\text{donc: } \Psi_{cr} = -(\Psi_{ar} + \Psi_{br}) \tag{3.87}$$

En prenant en compte que $i_{cs} = -(i_{as} + i_{bs})$, on tire:

$$\begin{aligned}
\Psi_{ar} &= \frac{3}{2} M_1 i_{as} + L_{r1} (1 + K_r) i_{ar} = M i_{as} + L_r i_{ar} \\
\Psi_{br} &= \frac{3}{2} M_1 i_{bs} + L_{r1} (1 + K_r) i_{br} = M i_{bs} + L_r i_{br} \\
\text{et } \Psi_{cr} &= -(\Psi_{ar} + \Psi_{br})
\end{aligned} \tag{3.88}$$

L'équation des tensions rotoriques donne:

$$\begin{aligned}
0 &= R_r i_{ar} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} (\Psi_{br} + \Psi_{cr}) + \frac{d\Psi_{ar}}{dt} \\
0 &= R_r i_{br} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} (\Psi_{cr} + \Psi_{ar}) + \frac{d\Psi_{br}}{dt} \\
0 &= R_r i_{cr} + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} (\Psi_{ar} + \Psi_{br}) + \frac{d\Psi_{cr}}{dt}
\end{aligned} \tag{3.89}$$

$$\begin{aligned}
i_{ar} &= \frac{[\Psi_{ar} - M i_{as}]}{L_r} \\
i_{br} &= \frac{[\Psi_{br} - M i_{bs}]}{L_r} \\
i_{cr} &= \frac{[\Psi_{cr} - M i_{cs}]}{L_r}
\end{aligned} \tag{3.90}$$

En remplaçant les courant i_{ar} , i_{br} , i_{cr} par leurs expressions dans l'équation des tensions rotoriques, on aboutit à:

$$\begin{aligned}
\frac{d\Psi_{ar}}{dt} &= \left[\frac{-R_r}{L_r} \right] \left[\Psi_{ar} - M i_{as} \right] - \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} (2\Psi_{br} + \Psi_{ar}) \\
\frac{d\Psi_{br}}{dt} &= \left[\frac{-R_r}{L_r} \right] \left[\Psi_{br} - M i_{bs} \right] + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} (2\Psi_{ar} + \Psi_{br}) \\
\frac{d\Psi_{cr}}{dt} &= \left[\frac{-R_r}{L_r} \right] \left[\Psi_{cr} - M i_{cs} \right] + \frac{\omega_r}{\sqrt{3}} (\Psi_{ar} - \Psi_{br}) \\
\frac{d\omega_m}{dt} &= \left[\frac{1}{J} \right] [T_{em} - T_L - K_f \omega_m]
\end{aligned} \tag{3.91}$$

$$\text{et } T_{em} = \frac{M}{\sqrt{3}} \text{ pp.} [i_{ar} (i_{bs} - i_{cs}) + i_{br} (i_{cs} - i_{as}) + i_{cr} (i_{as} - i_{bs})] \tag{3.92}$$

III.3.4- Formulation d'état du modèle hybride:

Les tensions transformées au rotor sont données par:

$$\begin{aligned}
v_{dr} &= R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + L_1 \frac{di_{as}}{dt} + L_2 \frac{di_{bs}}{dt} + L_2 \frac{di_{cs}}{dt} \\
v_{qr} &= R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + L_3 \frac{di_{as}}{dt} + 2L_3 \frac{di_{bs}}{dt}
\end{aligned} \tag{3.93}$$

En prenant en compte que $i_{cs} = -(i_{as} + i_{bs})$, on tire:

$$\begin{aligned}
v_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{dr} + (L_1 - L_2) i_{as}] \\
v_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} [L_r i_{qr} + L_3 i_{as} + 2L_3 i_{bs}]
\end{aligned} \tag{3.94}$$

d'où l'on tire:

$$\begin{aligned}
\Psi_{dr} &= L_r i_{dr} + (L_1 - L_2) i_{as} \\
\Psi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_3 i_{as} + 2L_3 i_{bs}
\end{aligned} \tag{3.95}$$

$$\begin{aligned}
\frac{d\Psi_{dr}}{dt} &= v_{dr} - R_r i_{dr} \\
\frac{d\Psi_{qr}}{dt} &= v_{qr} - R_r i_{qr}
\end{aligned} \tag{3.96}$$

$$i_{dr} = \frac{[\Psi_{dr} - (L_1 - L_2) i_{as}]}{L_r}$$

$$i_{qr} = \frac{[\Psi_{qr} - L_3 i_{as} - 2L_3 i_{bs}]}{L_r} \quad (3.97)$$

Comme:

$$\begin{aligned} v_{dr} &= \omega_r \left[-L_3 i_{bs} + L_3 i_{cs} - L_r i_{qr} \right] \\ v_{qr} &= \omega_r \left[L_1 i_{as} + L_2 i_{bs} + L_2 i_{cs} + L_r i_{dr} \right] \end{aligned} \quad (3.98)$$

On tire:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{dr}}{dt} &= - \left[\frac{R_r}{L_r} \right] [\Psi_{dr} - (L_1 - L_2) i_{as}] - \omega_r \Psi_{qr} \\ \frac{d\Psi_{qr}}{dt} &= - \left[\frac{R_r}{L_r} \right] [\Psi_{qr} - L_3 i_{as} - 2L_3 i_{bs}] + \omega_r \Psi_{dr} \\ \frac{d\omega_m}{dt} &= \left[\frac{1}{J} \right] [T_{em} - T_L - K_f \omega_m] \end{aligned} \quad (3.99)$$

$$\text{et } T_{em} = M \left[\left(\frac{1}{\sqrt{2}} i_{as} + \sqrt{2} i_{bs} \right) i_{dr} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{as} i_{qr} \right] \quad (3.100)$$

III.4- Comparaison des quatre modèles de la machine:

Le modèle de Ghani, à l'encontre des autres modèles, préserve l'accès direct aux grandeurs réelles, tensions et courants du côté stator comme du côté rotor, de la machine. La connexion des convertisseurs à la machine ne nécessite pas de calcul supplémentaire. De plus, il permet l'analyse de la machine dans le cas où l'on connecte simultanément des convertisseurs au stator et au rotor. Le modèle de Ghani permet en plus de l'étude du régime transitoire de la machine, d'analyser tous les modes de fonctionnement anormaux tels que les défauts asymétriques complexes internes ou externes à la machine, et les régimes de déséquilibre de la machine de part et d'autre de l'entrefer (déséquilibre de démarrage, coupure de phase, court-circuit entre phases ...), il permet aussi de prendre en compte les disymétries et l'anisotropie des paramètres électriques des enroulements de la machine. Les autres modèles n'offrent pas cette possibilité car ils sont bâtis autour de la transformation dqo où la composante homopolaire n'est pas prise en compte,

puisque la machine est supposée parfaitement équilibrée, isotrope et opérant dans des conditions normales.

Bien que le modèle de Ghani semble être le plus approprié à être simulé, il présente néanmoins une certaine difficulté quand il s'agit de l'implanter sur le logiciel SIMNON. La difficulté ne vient pas directement de ce modèle mais surtout de la limitation du logiciel SIMNON vis à vis des boucles algébriques, qui sont créées par les couplages entre les sources de courant non linéaires. Le découplage de ces sources nécessite l'inversion d'une matrice 6×6 , ayant des coefficients dépendant de $\cos(\theta_r)$. Cette difficulté ne persiste pas dans le cas de l'alimentation en courant, les couplages entre les sources liées au rotor et celles du stator disparaissent vu que les courants statoriques sont imposés.

Les modèles d-q de la machine sont particuliers, le choix du référentiel est lié à la disposition du convertisseur vis à vis de la machine. Dans le cas où le convertisseur est lié au stator, le référentiel peut être soit le repère synchrone lié au stator où le système d'axes (d-q) est fixe par rapport au stator, et tourne avec à la vitesse de synchronisme ($\theta_s = \theta_e = \omega_e t$ et $\omega_s = \omega_e$, $\theta_R = g\theta_e$ où g est le glissement, et $\theta_r = \theta_e - \theta_R = \theta_s(1 - g)$), soit le repère stationnaire lié au stator où le système d'axes (d-q) est fixe par rapport au stator qui lui même est immobile. Dans ce cas l'axe "d" coïncide avec la phase a du stator ($\theta_s = 0$ et $\omega_s = 0$, $\theta_r = -\theta_R$, et $\omega_r = -\omega_R$). Dans le cas où le convertisseur est lié au rotor, le modèle de la machine est le modèle d-q dans le repère stationnaire lié au rotor, dans lequel le système d'axes (d-q) est immobile par rapport au rotor ($\theta_R = 0$ et $\omega_R = 0$, $\omega_s = \omega_r$, et $\theta_r = \theta_s$).

Les modèles d-q tel qu'ils sont (sans composante homopolaire), ne permettent pas d'analyser les défauts et les cas anormaux de fonctionnement. De plus, pour une implantation de ces modèles dans un logiciel de simulation, il est nécessaire d'appliquer la transformation dq aux sorties des convertisseurs avant de les connecter aux modèles de la machine.

Le modèle de Bolognani et le modèle hybride, qui sont aussi bâtis autour d'une transformation dqo, ne permettent pas de simuler des défauts de

fonctionnement et les régimes déséquilibrés de la machine, vu que la composante homopolaire n'est pas prise en considération. Cependant, comme ils préservent les phases statoriques, ils permettent de connecter directement le convertisseur au stator. Dans le cas où le convertisseur est du côté rotor, la transformation $[\psi(\theta_r)]$ de Bolognani s'applique de la même façon aux grandeurs statoriques. Dans ce cas les grandeurs statoriques sont transformées, alors que les grandeurs rotoriques sont les grandeurs réelles de la machine.

III.5- Machine synchrone:

Dans le processus de conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique, la plus part de cette énergie électrique est produite par des machines synchrones pilotées par des turbines hydrauliques, à vapeur, ou par des moteurs à combustion à l'encontre de la machine asynchrone le plus souvent utilisée pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique.

Malgré cela, la machine synchrone constitue un concurrent sérieux pour la machine asynchrone dans le domaine des entraînements à courant alternatif. Comme son nom l'indique, une machine synchrone doit tourner à la vitesse de synchronisme. La machine synchrone autopilotée a eu plus de succès jusqu'à maintenant. Elle donne des caractéristiques semblables à celles d'une machine à courant continu, mais avec des performances supérieures.

Le stator d'une machine synchrone est identique à celui d'une machine asynchrone, cependant le rotor est constitué soit par un aimant permanent, soit par un enroulement d'excitation alimenté par une source de tension continue constituant ainsi un électro-aimant. En plus de l'enroulement d'excitation, le rotor comprend deux enroulements court-circuités sur eux mêmes comme dans le cas d'une machine asynchrone, disposés à 90° entre eux et appelés enroulements amortisseurs.

Pour accrocher une machine synchrone, on l'entraîne jusqu'à la vitesse de synchronisme puis on établit le courant dans l'enroulement d'excitation si le rotor ne possède pas d'enroulements amortisseurs. Dans le cas contraire, on la démarre sans l'entraîner, de la même façon que la machine asynchrone

(démarrage en asynchrone) et lorsque la machine est près de sa vitesse de synchronisme on établit le courant dans l'enroulement du flux.

Le mécanisme de production du couple dans la machine synchrone est identique à celui de la machine asynchrone. Comme le rotor tourne toujours à la vitesse de synchronisme en régime établi (càd à glissement nul), il n'y a pas d'induction dans le rotor, et la force magnétomotrice au rotor est produite exclusivement par l'enroulement d'excitation.

Les machines synchrones peuvent être divisées en deux classes. Une première catégorie comprend les machines à rotor cylindrique ayant un entrefer constant qui sont dites des machines synchrones à pôles lisses; elles sont principalement utilisées en grandes vitesses comme turbo-alternateurs. La seconde catégorie, la plus fréquente, comprend les machines dont l'entrefer non uniforme comporte des saillances, elles sont appelées machines synchrones à pôles saillants, elles sont utilisées à basses vitesses dans les centrales hydrauliques.

III.6-Modélisation de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs:

III.6.1- Modèle mathématique de la machine réelle:[21]

Les équations de tension d'une machine synchrone à pôles saillants avec deux amortisseurs (Q et D) et un enroulement d'excitation (f), en rapportant les grandeurs rotoriques du côté stator, notées []'sont données par:

$$\begin{bmatrix} [v_s] \\ [v_r]' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}]' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r]' \end{bmatrix} \quad (3.101)$$

$$\begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r]' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}]' \\ [L_{rs}]' & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix} \quad (3.102)$$

$$\text{où: } [R_{ss}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r]' = \begin{bmatrix} R'_Q & 0 & 0 \\ 0 & R'_f & 0 \\ 0 & 0 & R'_D \end{bmatrix};$$

$$[\Psi_s] = \begin{bmatrix} \Psi_{as} \\ \Psi_{bs} \\ \Psi_{cs} \end{bmatrix}; \text{ et } [\Psi_r]' = \begin{bmatrix} \Psi'_Q \\ \Psi'_f \\ \Psi'_D \end{bmatrix} \quad (3.103)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{11} - L_2 \cos(2\theta_r) & L_{12} - L_2 \cos(2\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{12} - L_2 \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_1}{2} - L_2 \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{11} - L_2 \cos(2\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & L_{12} - L_2 \cos(2\theta_r) \\ L_{12} - L_2 \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{12} - L_2 \cos(2\theta_r) & L_{11} - L_2 \cos(2\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

avec $L_{11} = (L_{ls} + L_1)$ et $L_{12} = -\frac{L_1}{2}$ (3.104)

$$[L_{sr}]' = \begin{bmatrix} L_{qm} \cos(\theta_r) & L_{dm} \sin(\theta_r) & L_{dm} \sin(\theta_r) \\ L_{qm} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{dm} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{dm} \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{qm} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{dm} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{dm} \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix};$$

$$[L_{rs}]' = \frac{2}{3} [L_{sr}]'; \quad (3.105)$$

$$\text{et } [L_r]' = \begin{bmatrix} L'_Q & 0 & 0 \\ 0 & L'_f & 0 \\ 0 & 0 & L'_D \end{bmatrix} \quad (3.106)$$

avec: $L_{qm} = \frac{3}{2} (L_1 - L_2)$; $L_{dm} = \frac{3}{2} (L_1 + L_2)$; $L_1 = \frac{n_s^2}{2} (\frac{1}{\mathcal{R}_{qm}} + \frac{1}{\mathcal{R}_{dm}})$;

et $L_2 = \frac{n_s^2}{2} (\frac{1}{\mathcal{R}_{qm}} - \frac{1}{\mathcal{R}_{dm}})$ (3.107)

n_s étant le nombre de spires de l'enroulement statorique, \mathcal{R}_{dm} la réductance équivalente suivant l'axe d et \mathcal{R}_{qm} la réductance équivalente suivant l'axe q.

Le couple électromagnétique est donnée par:

$$T_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix}^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}]' \\ [L_{rs}]' & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix} \quad (3.108)$$

Comme dans le cas de la machine asynchrone, les matrices d'inductances dépendent de la position rotorique θ_r , ce qui rend le modèle de la machine synchrone variant dans le temps, donc il devient intéressant d'effectuer certaines transformations mathématiques pour pouvoir implanter le modèle de la machine synchrone dans un logiciel de simulation.

III.6.2- Modèle d-q de la machine synchrone dans le repère lié au rotor:

Les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques varient sinusoïdalement avec θ_r , les inductances propres du stator varient aussi sinusoïdalement avec $2\theta_r$, ce qui rend l'analyse de la machine synchrone très complexe. Donc, de la même façon que pour une machine asynchrone, la transformation orthogonale de PARK peut être appliquée à la machine synchrone pour faciliter cette analyse. De plus, comme les enroulements rotoriques d'une machine synchrone sont différents, une transformation de PARK appliquée au rotor n'offre aucun avantage pour analyser les circuits rotoriques. De plus, les inductances qui dépendent de la position rotorique ne sont rendues constantes dans les équations des tensions que si le référentiel est lié au rotor [21]. Dans ce cas les grandeurs rotoriques ne sont pas transformées, et les équations des tensions rotoriques sont directement exprimées dans ce référentiel.

Les équations de la machine synchrone dans ce référentiel en rapportant les grandeurs rotoriques du côté stator, sont données par:

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r]' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}]' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r]' \end{bmatrix} + \omega_r [A] \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix} + [B] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r]' \end{bmatrix} \quad (3.109)$$

$$\text{où: } [v_s] = \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix}, [v_r]' = \begin{bmatrix} v'_Q \\ v'_f \\ v'_D \end{bmatrix} \quad (3.110)$$

$$\text{avec: } \begin{bmatrix} [R_{ss}] & [0] \\ [0] & [R_{rr}] \end{bmatrix}' = \begin{bmatrix} [R_s & 0] \\ [0 & R_s] \\ [0 & 0] \\ [0 & 0] \\ [0 & 0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ R'_Q & 0 & 0 \\ 0 & R'_f & 0 \\ 0 & 0 & R'_D \end{bmatrix};$$

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & L_{ds} & 0 & L_{dm} & L_{dm} \\ -L_{qs} & 0 & -L_{qm} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\text{et } [B] = \begin{bmatrix} L_{qs} & 0 & L_{qm} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ds} & 0 & L_{dm} & L_{dm} \\ L_{qm} & 0 & L'_Q & 0 & 0 \\ 0 & L_{dm} & 0 & L'_f & L_{dm} \\ 0 & L_{dm} & 0 & L_{dm} & L'_D \end{bmatrix}.$$

(3.111)

$$\text{où: } L_{qm} = \frac{3}{2} (L_1 - L_2); L_{dm} = \frac{3}{2} (L_1 + L_2); L_{qs} = L_{ls} + L_{qm};$$

$$L_{ds} = L_{ls} + L_{dm}; L'_Q = L'_{lQ} + L_{qm}; L'_D = L'_{lD} + L_{dm}; \text{ et } L'_f = L'_{lf} + L_{dm} \quad (3.112)$$

L_{ls} est l'inductance de fuite du stator.

L_{dm} est l'inductance de magnétisation suivant l'axe D.

L_{qm} est l'inductance de magnétisation suivant l'axe Q.

L'_{lD} est l'inductance de fuite de l'enroulement amortisseur D.

L'_{lQ} est l'inductance de fuite de l'enroulement amortisseur Q.

L'_{lf} est l'inductance de fuite de l'enroulement d'excitation.

Les flux dans la machine sont donnés par:

$$\begin{aligned}
 \Psi_{qs} &= L_{qs} i_{qs} + L_{qm} i'_Q \\
 \Psi_{ds} &= L_{ds} i_{ds} + L_{dm} (i'_f + i'_D) \\
 \Psi'_Q &= L'_Q i'_Q + L_{qm} i_{qs} \\
 \Psi'_f &= L'_f i'_f + L_{dm} (i_{ds} + i'_D) \\
 \Psi'_D &= L'_D i'_D + L_{dm} (i_{ds} + i'_f)
 \end{aligned}
 \tag{3.113}$$

Le couple produit par la machine est donné par:

$$T_{em} = pp. (\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}) \tag{3.114}$$

Le schéma électrique (figure III.8) correspond à ce modèle dynamique de la machine synchrone.

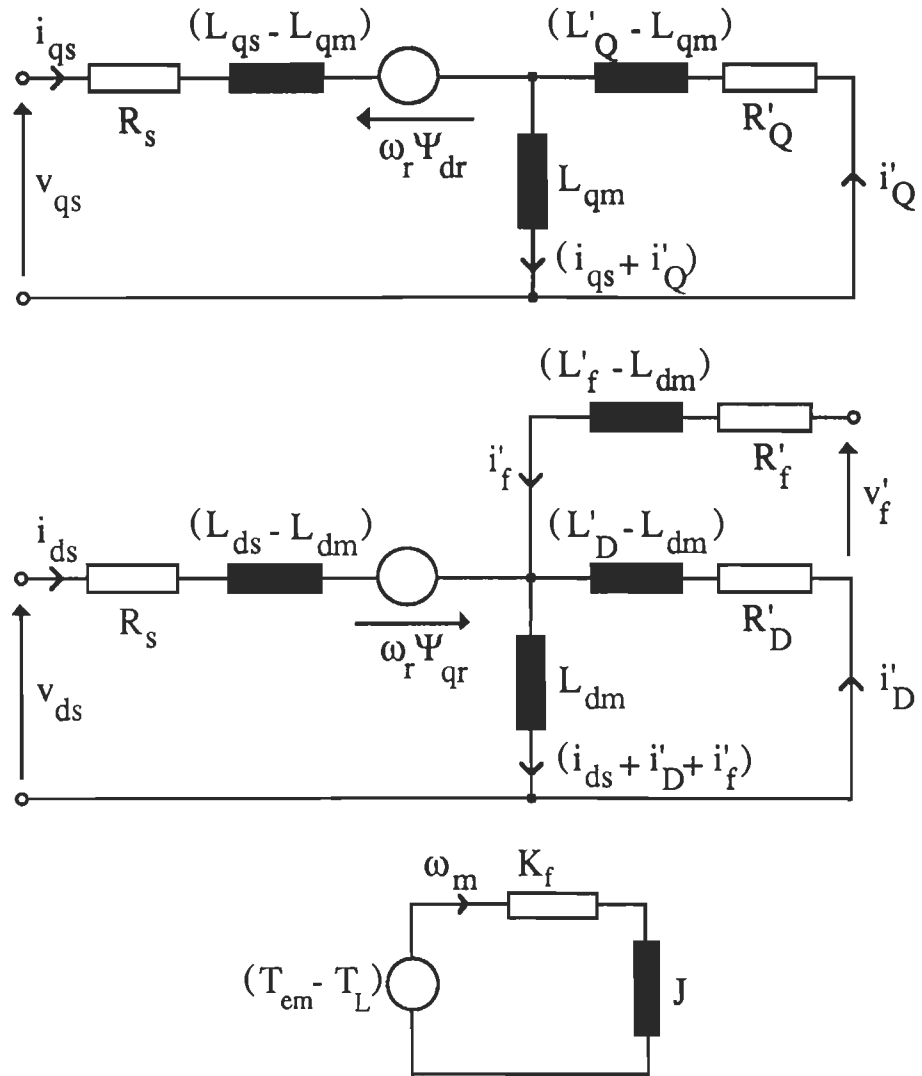


Figure III.8- Modèle dq de la machine synchrone dans le repère lié au rotor.

III.7-Conclusion:

Dans ce chapitre, on a vu que le modèle réel des machines à courant alternatif est très complexe. Pour simplifier l'analyse de ces systèmes et étudier leur comportement dynamique, il est nécessaire d'effectuer des transformations mathématiques de ce modèle réel.

Pour cela, la transformation orthogonale de PARK présente beaucoup d'intérêt et est à la base de la plupart des modèles linéaires invariant des machines à courant alternatif. Cette transformation s'applique aussi bien aux machines asynchrones qu'aux machines synchrones. De cette façon, les inductances du stator aussi bien que les inductances mutuelles entre le stator et le rotor deviennent constantes, ce qui facilite l'implantation du modèle de ces machines dans un logiciel de simulation.

Chapitre IV

Modélisation des convertisseurs de puissance

IV.1- Introduction:

Suivant le but recherché, on peut plus ou moins s'intéresser au fonctionnement des convertisseurs. Dans le cas où le comportement global de l'entraînement présente de l'intérêt, il est possible de s'affranchir d'une modélisation fine des convertisseurs en considérant leurs sorties comme des formes d'onde parfaites de tension ou de courant. Cependant, lorsqu'on doit évaluer les contraintes sur les interrupteurs en vue du dimensionnement de l'ensemble convertisseur-machine, la modélisation du convertisseur et de l'interrupteur présente un intérêt majeur, et doit être assez rigoureuse. L'électronique de puissance étant une électronique de commutation de fortes puissances, les pertes doivent être minimisées le plus possible. L'interrupteur doit dissiper le minimum d'énergie et devra être, le plus possible, proche d'un élément parfait à deux états.

IV.2- Modélisation des interrupteurs: [3], [13]

Un interrupteur est un élément qui sert à interrompre un courant électrique. Donc du point de vue modélisation, un interrupteur dans une simulation sans à priori est représenté par une impédance binaire, qui est très élevée lorsque celui-ci est bloqué, et très faible lorsque celui-ci est passant. Cette impédance est contrôlée par une logique tenant compte du courant et de la tension aux bornes de l'interrupteur, et des ordres d'amorçage et de blocage.

Il existe plusieurs modèles pour les interrupteurs (figure IV.1), le choix d'un modèle dépend de l'objectif visé. Dans le domaine de l'électronique de puissance il est souvent inutile de prendre des modèles très complexes ou des modèles microscopiques des semi conducteurs, dans la mesure où l'on s'intéresse au fonctionnement global des convertisseurs. Les macro-modèles

sont plus adaptés à l'électronique de puissance car on ne s'intéresse pas souvent aux aspects physiques microscopiques des semi-conducteurs.

IV.2.1- Modélisation par des résistances binaires:

Parmi les modèles d'interrupteur les plus utilisés en électronique de puissance la modélisation par une résistance binaire [14] [15] est courante. L'interrupteur y est représenté par une résistance qui varie dans un très grand rapport en fonction du courant qui la traverse, de la tension à ses bornes et de la logique qu'on lui associe. Cette résistance possède une très forte valeur à l'état de blocage, alors qu'elle est quasiment nulle à l'état de conduction.

Cette modélisation qui présente l'avantage de ne pas augmenter l'ordre du système à simuler, a l'inconvénient d'avoir de fortes surtensions aux bornes de l'interrupteur au moment des commutations; lorsque celui est inséré dans des branches fortement inductives. Ces surtensions, même de très faible durée, provoquent des problèmes pour le calculateur se caractérisant par des dépassements numériques qui arrêtent le déroulement de la simulation. Pour palier à ce problème, d'autres considérations doivent être intégrées à l'interrupteur, tels que l'ajout de circuits d'aide à la commutation (C.A.L.C), l'ajustement de la pente de changement d'état des interrupteurs de façon qu'elle ne soit pas abrupte, mais selon une certaine pente qui simulera en pratique le temps de montée et de descente du courant dans les interrupteurs.

IV.2.2- Modélisation par des sources de tension:

On sait que la tension aux bornes d'un semi conducteur à l'état passant est quasiment nulle. Partant de cette idée on peut simuler les interrupteurs comme des sources de tension contrôlées [13]. Ces sources sont nulles à l'état passant, alors qu'elles sont calculées à l'état bloqué pour assurer un courant nul dans ces mêmes sources.

IV.2.3- Modélisation par des dipôles (R-L) série, à constante de temps fixe:

Un interrupteur représenté par un dipôle (R-L) série présente l'avantage de maintenir l'ordre de grandeur des constantes de temps dans le circuit à simuler si les valeurs de ce dipôle sont bien choisies. À l'état passant R et L sont faibles et possèdent une certaine constante de temps τ . À l'état bloqué, R et L deviennent simultanément grandes tout en maintenant la même constante de temps τ . Alors les constantes de temps du circuit à simuler ne sont pas trop affectées par les changements d'état des convertisseurs.

Cette constante de temps pourra donc être choisie pour maintenir la stabilité numérique avec des pas grossiers dans les algorithmes à pas fixe, et pour optimiser le temps de calcul dans les algorithmes à pas variable.

IV.2.4- Modélisation par un circuit du deuxième ordre:

Dans cette représentation, l'interrupteur est simulé par une inductance binaire à laquelle on ajoute un circuit (R-C) série, en parallèle. Le circuit (R-C) représente dans la pratique le circuit d'aide à la commutation (CALC) qu'on branche en parallèle sur l'interrupteur pour le protéger contre les gradients de tension qui risquent de le détériorer. À l'état passant la valeur de l'inductance est faible, alors qu'à l'état bloqué cette inductance devient infinie.

L'inconvénient de cette modélisation est qu'elle augmente de deux, pour chaque interrupteur, l'ordre du système à simuler. Son avantage est que la tension et le courant de l'interrupteur sont des variables d'état et sont donc directement accessibles.

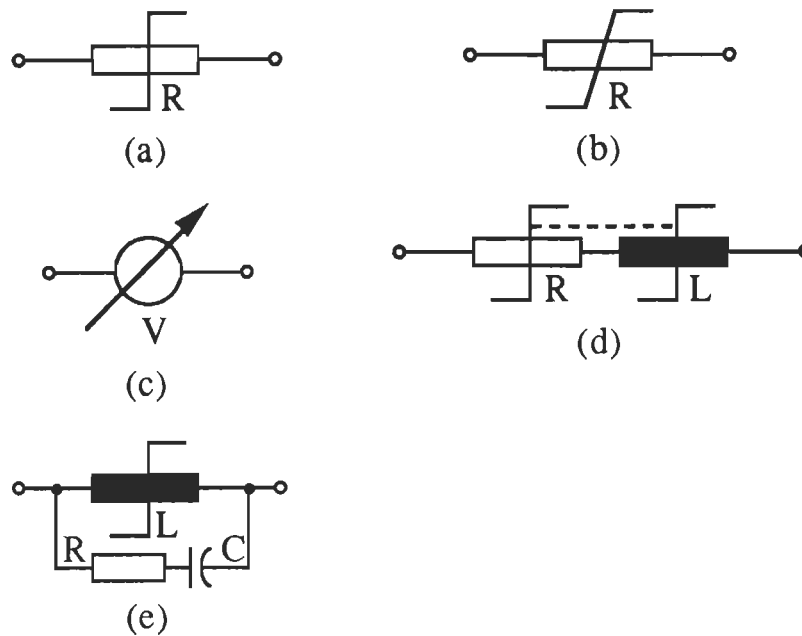


Figure IV.1- Modélisation des interrupteurs

(a) Résistance binaire, (b) Résistance binaire avec pente (c) Source de tension, (d) Circuit (R-L) série binaire (e) Inductance binaire avec circuit d'aide à la commutation.

IV.3- Modélisation des convertisseurs:[3], [13]

Un convertisseur de puissance est un système destiné à conditionner l'énergie électrique suivant un processus plus ou moins complexe. Les topologies de convertisseurs sont assez diverses et de nouvelles configurations prennent naissance assez souvent face aux exigences de plus en plus croissantes visant à améliorer la qualité de conversion, la robustesse et le rendement des convertisseurs.

La synthèse de nouvelles topologies de convertisseurs est même devenue automatique, grâce à des programmes intelligents qualifiés de systèmes-experts. Ils sont basés sur l'automatisation des connaissances et des raisonnements propres à l'électronique de puissance [16]. Grâce à leur pouvoir de raisonnement et de savoir faire, les systèmes-experts constituent un excellent outil de synthèse et de conception des topologies de

convertisseurs statiques [17] pour faire face aux exigences et aux contraintes de l'industrie moderne, qui sont de plus en plus sévères.

IV.3.1- La simulation sans à priori ou simulation globale:

Pour des topologies nouvelles ou complexes, ne permettant pas de prédéterminer les différentes séquences de fonctionnement ni leur succession, la simulation globale appelée aussi simulation sans à priori (S.A.P.), devient nécessaire et constitue la seule issue pour établir les différentes étapes de fonctionnement de la topologie considérée. Dans une simulation globale, chaque interrupteur est décrit individuellement par des équations logiques qui reflètent son fonctionnement réel. L'enchaînement des différentes séquences se fait donc automatiquement selon les propriétés instantanées de chaque interrupteur, on ne prévoit donc d'aucune façon les différentes configurations que prendrait le système sur un cycle de fonctionnement. À l'encontre de la simulation par séquences, la simulation globale est donc plus adaptée à analyser ces nouvelles topologies de convertisseurs, pour lesquelles des résultats pratiques ne sont pas encore disponibles, elle permet aussi d'étudier les phénomènes aléatoires qui se produisent dans les convertisseurs lors des régimes transitoires, qui sont causés par les défauts et déséquilibres transitoires.

IV.3.2- La simulation par séquences:

Dans le cas des topologies où il est facile de prédéterminer les différentes séquences de fonctionnement et les intervalles de temps associés ou tout simplement dans le cas des topologies où les résultats pratiques permettent de recenser les différentes configurations, la simulation séquentielle ou simulation avec à priori (A.A.P.) présente un intérêt considérable en ce qui concerne la rapidité d'exécution du programme de simulation. Elle présente aussi des avantages dans le cas où l'analyse du convertisseur peut être dissociée de celle de la charge. Par exemple, dans le cas des entraînements des machines à courant alternatif alimentées par des onduleurs de tension ou de courant à commutation forcée, la mise au point des lois de commande est plus intéressante.

IV.3.3- La simulation à topologie fixe et la simulation à topologie variable:

Lorsque chaque changement d'état d'un interrupteur se traduit par une disparition de la branche dans laquelle il est inséré et donc par la modification de la topologie du circuit étudié, la simulation est dite à topologie variable. Tandis que si la configuration du circuit reste la même, la simulation est à topologie fixe.

IV.4-Modélisation des convertisseurs dans SEMAS:

IV.4.1- Modélisation du variateur de courant triphasé:

Parmi les procédés de variation de vitesse des machines asynchrones, la commande par tension variable et fréquence fixe au stator est l'une des plus simples et des plus courantes dans les applications à faibles et moyennes puissances (figure IV.2).

Dans cette technique de commande, la tension statorique peut être contrôlée à la fréquence du réseau entre zéro et la tension maximale en commandant symétriquement l'angle d'amorçage des triacs (ou des thyristors montés en antiparallèle).

Cependant, si la mise en œuvre de ce schéma de réglage est simple vu que la commutation du convertisseur est naturelle, l'analyse de ce système reste extrêmement complexe quand il s'agit d'établir et de résoudre une formulation mathématique, pour l'implanter sur un logiciel de simulation.

La difficulté provient surtout deux points essentiels:

- la détermination de la tension des phases de la machine lors de l'état bloqué des interrupteurs les alimentant. Le fait de négliger ce point conduit à des résultats non précis et qui ne reflètent pas le comportement réel de l'entraînement et ceci essentiellement quand la machine opère à des vitesses élevées où la variation des flux ne peut être ignorée.

- il faut pouvoir analyser le comportement de l'entraînement aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent.

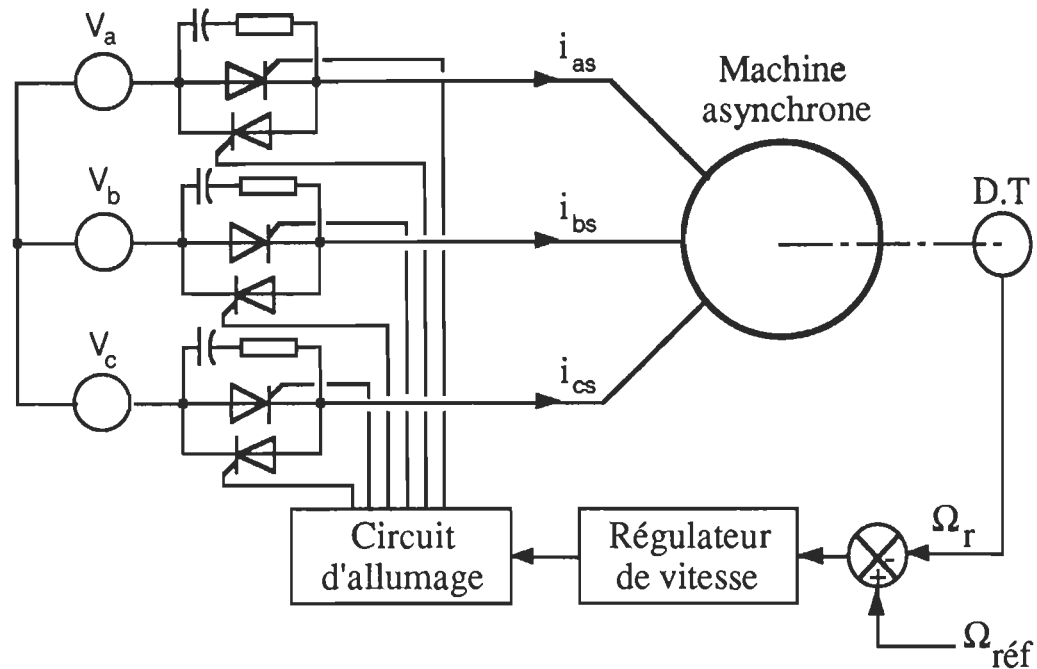


Figure IV.2- Schéma de contrôle de vitesse par variation de la tension statorique

Plusieurs travaux ont été menés pour analyser ce type d'entraînement [18][19]. Ces travaux sont basés soit sur des considérations simplificatrices en ne s'intéressant qu'au fondamental des formes non sinusoïdales des tensions et courants statoriques, soit sur une analyse en régime établi [19][20]. D'autres travaux sont basés sur une analyse par séquences en considérant les différentes configurations du système. Il faut noter à ce stade que si une simulation par séquences est retenue pour analyser ces systèmes, il faudra savoir au préalable et avec exactitude les intervalles de temps correspondant à chaque configuration, ainsi que les instants de commutation. La détermination de ces derniers nécessite des calculs additionnels assez complexes, tenant compte des conditions d'opération de la machine (courants dans les phases de la machine, régime permanent ou transitoire). Cette complexité vient du fait que la machine est un circuit variant dans le temps qui ne peut être modélisé directement par un réseau passif statique. Les simulations par séquences qui ont été effectuées sont basées sur la

représentation de la machine par une impédance statique pour un glissement donné à partir du schéma équivalent par phase. Cette considération n'est pas rigoureuse vu que les tensions induites de la machine ne sont pas sinusoïdales pendant l'état bloqué des interrupteurs.

Pour une analyse complète et rigoureuse des entraînements réglés avec des variateurs de courant alternatif, la simulation globale est la plus appropriée puisqu'on ne touche pas aux dynamiques de la machine asynchrone. Les courants de la machine sont utilisés pour la commutation naturelle des interrupteurs. Pour cela on a retenu dans SEMAS une simulation globale des interrupteurs et comme modèle un circuit du deuxième ordre permettant de tester en permanence et de façon simple le courant et la tension des interrupteurs.

IV.4.2- Onduleur de tension triphasé:

La variation de vitesse des machines asynchrone à l'aide d'onduleurs de tension à tension et fréquence variables est un procédé souple et efficace dans le domaine des entraînements à vitesse variable pour les petites et moyennes puissances (figure IV.3).

La variation de vitesse d'une machine asynchrone est obtenue par variation de sa vitesse de synchronisme; c.à.d. par la variation de la fréquence de l'onduleur. Cependant, au fur et à mesure que la fréquence augmente, le flux dans l'entrefer de la machine diminue; ce qui diminue le couple développé. Le flux peut être maintenu constant si l'on varie la tension (V) de l'onduleur simultanément avec la fréquence (f) de façon à assurer un rapport (V/f) constant. Au dessous de la fréquence de base, la machine opère à flux constant en maintenant le rapport (V/f) constant. Cependant à très basse fréquence, la résistance du stator domine sur l'inductance de fuite et on doit imposer une tension plus grande à la machine pour compenser cet effet. Pour des fréquences supérieures à la fréquence de base, les pertes du flux d'entrefer deviennent importantes, le couple subit alors une diminution et la machine opère alors à puissance constante.

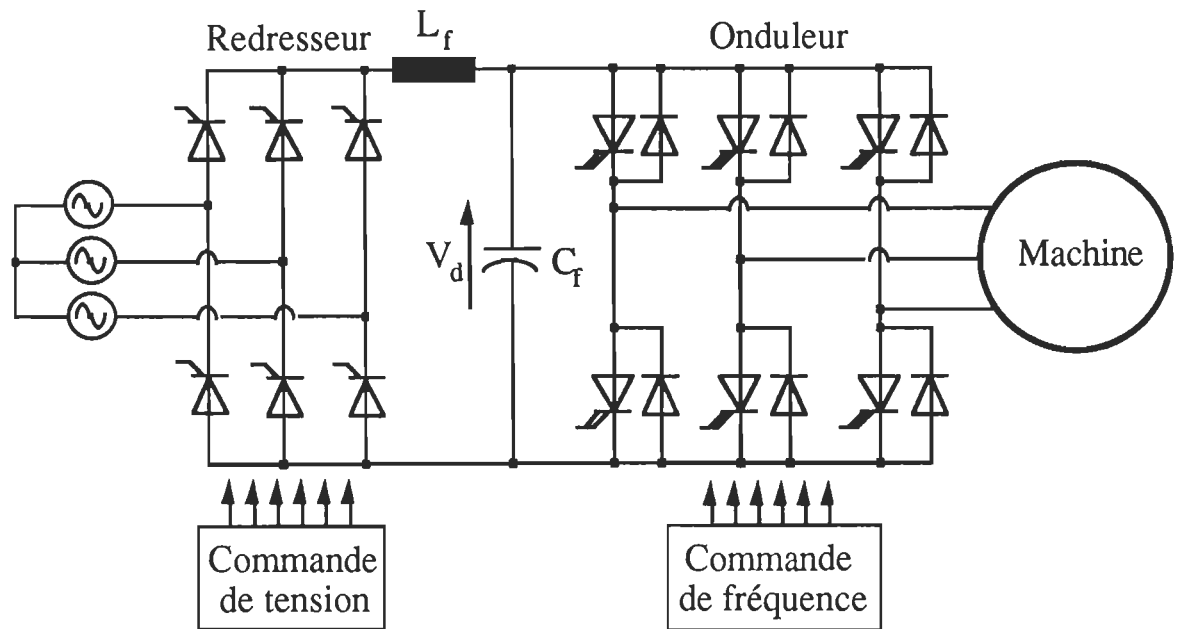


Figure IV.3- Schéma de contrôle de vitesse par variation de la tension et de la fréquence au stator à l'aide d'un onduleur.

Dans une commande à 180° , les interrupteurs de chaque bras de l'onduleur conduisent pendant une demi période chacun, afin de générer une tension de forme carrée par rapport au commun de la source continue. La tension de ligne de la machine a alors une forme d'onde à six paliers (figure IV.4).

Dans le cas d'alimentation par onduleur de tension commandé à 180° , le convertisseur statique impose les tensions à la machine durant toute la période. Afin de simplifier l'analyse de l'entraînement et comme on ne s'intéresse pas au fonctionnement de l'onduleur à l'échelle de l'interrupteur d'une part et vu que la forme d'onde des tensions imposées à la machine est parfaitement connue; l'onduleur de tension peut être représenté par trois sources parfaites de tension carrée, d'amplitude et de fréquence variables déphasées de 120° entre elles. On peut effectivement vérifier, pour ce type de commande, que la commutation est quasi-instantanée et indépendante de la charge. La simulation globale du convertisseur s'avère donc inutile.

Cette modélisation a été retenue pour simuler l'onduleur de tension commandé à 180° avec SEMAS, car elle n'affecte en rien le fonctionnement

réel de l'entraînement, permet d'avoir des temps de simulation très courts et ne complique pas l'analyse des circuits de réglage.

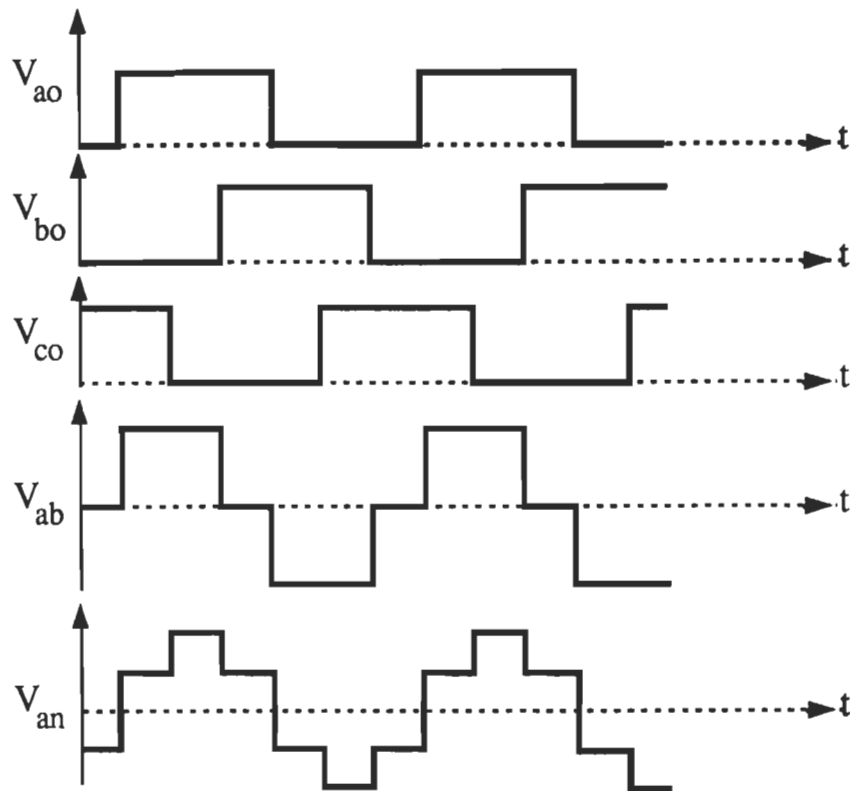


Figure IV.4- Formes d'ondes générées par l'onduleur de tension commandé à 180°.

V_{ao} Tension entre la phase a et le neutre de la source continue.

V_{an} Tension entre la phase a et le neutre de la machine.

V_{ab} Tension entre la phase a et la phase b de la machine.

IV.4.3- Commutateur de courant triphasé:

La variation de vitesse des machines asynchrones peut être obtenue à l'aide de commutateurs de courant à amplitude et fréquence variables. Ces procédés de variation de vitesse sont utilisés pour les moyennes et grandes puissances (figure IV.6).

Dans ce type d'entraînement, un redresseur commandé génère une tension continue variable qui est convertie en source de courant variable (I_d)

grâce à une inductance série de lissage de valeur importante (figures IV.5a). La source de courant variable peut aussi être réalisée grâce à un redresseur à diodes suivi d'un hacheur de tension et d'une inductance de lissage (figure IV.5b).

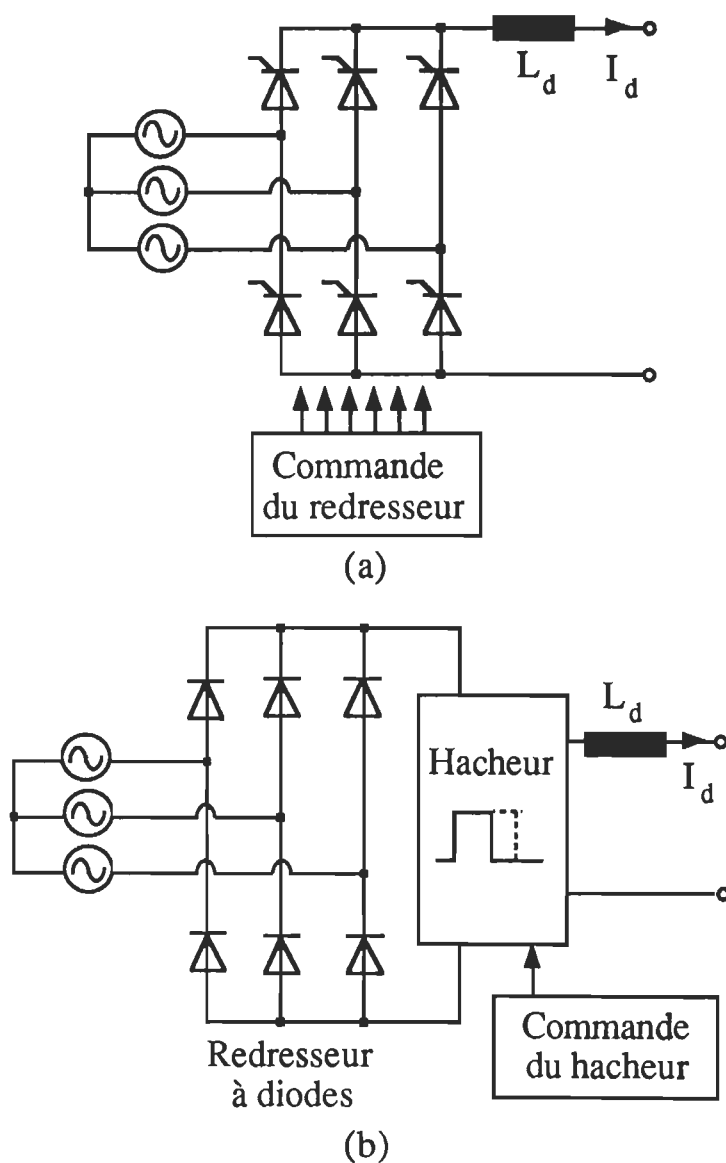


Figure IV.5- Réalisation d'une source de courant variable.

(a) avec un redresseur commandé

(b) avec un redresseur à diode et un hacheur.

Dans une commande à 120° , les six thyristors du commutateur triphasé génèrent une forme d'onde de courant à six paliers. Ils aiguillent le courant I_d symétriquement aux trois phases de la machine, pour y délivrer des ondes rectangulaires de courant de 120° électriques, séparées par des intervalles de temps d'un sixième de période; à courant nul (figure IV.8).

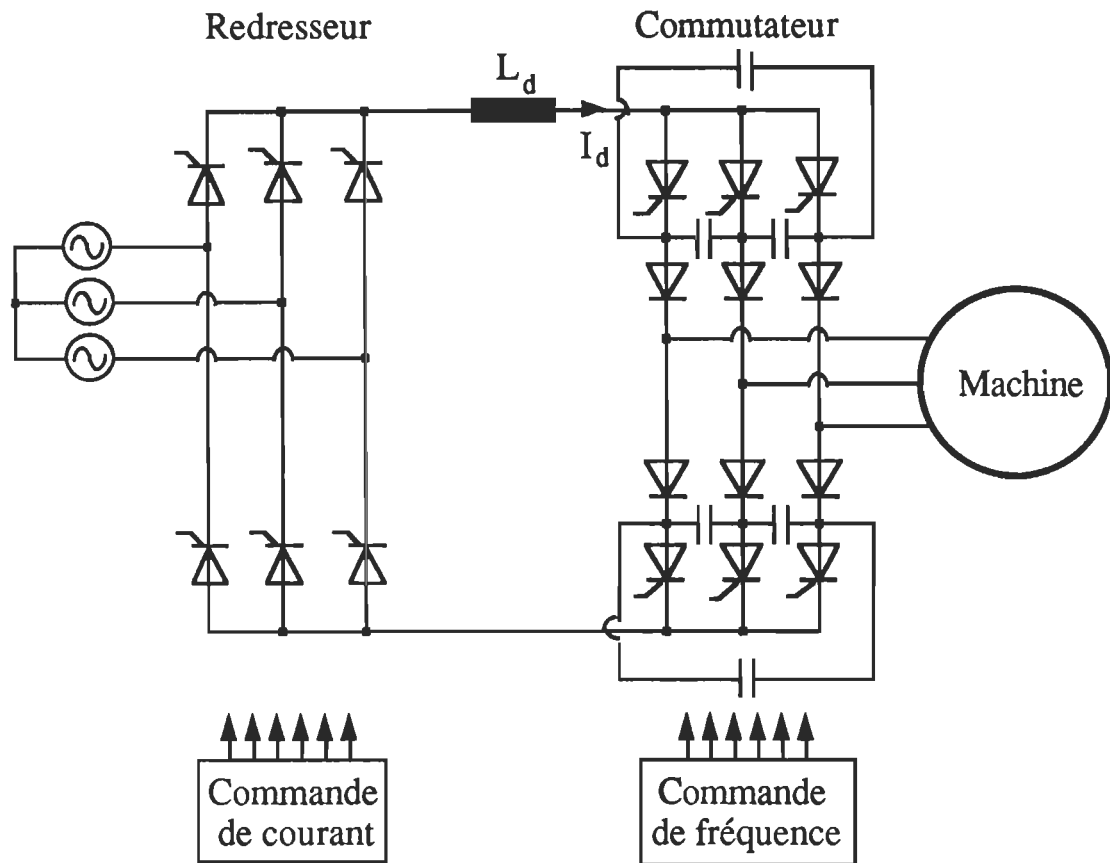


Figure IV.6- Schéma de contrôle de vitesse par variation du courant et de la fréquence au stator à l'aide d'un commutateur de courant.

Le couple de démarrage est très faible dans ce cas par rapport à celui de l'alimentation en tension. Ceci est dû, d'une part, à la faible valeur du flux à cause de la faible impédance de la machine $(V/I)_{\text{machine}}$ et d'autre part à l'inductance de lissage qui retarde la montée de la source de courant qui alimente la machine. Au fur et à mesure que la vitesse augmente, la tension de la machine augmente de même que son impédance, ceci entraîne une augmentation du flux et par conséquent le couple augmente aussi.

L'augmentation du flux et donc celle du couple est limitée par la saturation de la machine.

Si le flux dans la machine est maintenu constant à sa valeur nominale, le couple de la machine peut être contrôlé directement en agissant sur l'amplitude de la source de courant à l'entrée du commutateur et sur le glissement de la machine pour assurer la stabilité de l'entraînement.

La caractéristique couple vitesse, peut se décomposer en trois parties région I, région II et région III. (figure IV.7)

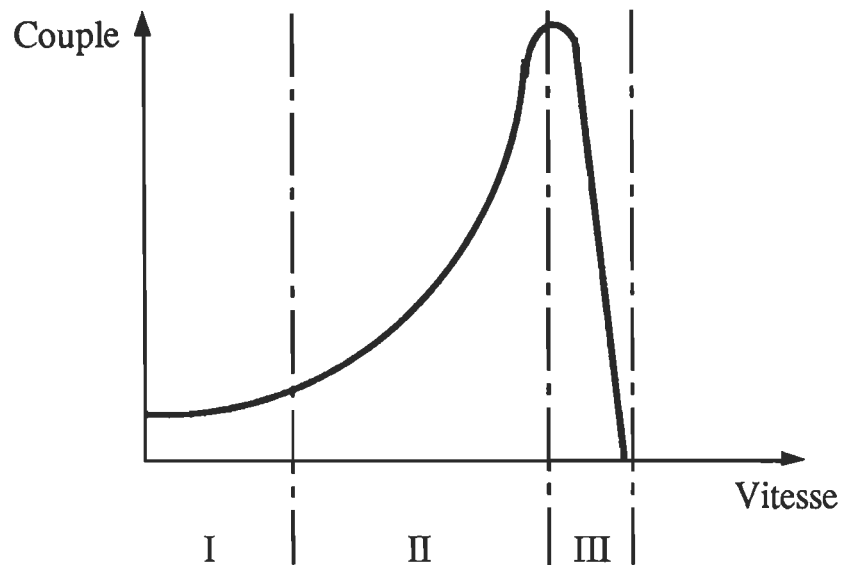


Figure IV.7- Caractéristique couple vitesse de la machine asynchrone alimentée en courant.

Le fonctionnement en charge dans la région I et III est stable, par contre le fonctionnement dans la région II est instable [10], ce qui nécessite l'utilisation de boucles d'asservissement appropriées afin de stabiliser le fonctionnement dans cette région. Bien que le fonctionnement dans la région I est stable, la machine asynchrone n'est pas utilisée dans cette région parce que la vitesse est trop faible.

L'opération dans la région III à courant nominal et à faibles glissements s'effectue à des flux élevés, elle provoque la saturation de la machine, causant des pertes fer élevées et des pulsations de couple

indésirables. Le fonctionnement dans la région II est préférable par rapport à la région III car la valeur du flux dans la région II est acceptable. Il est aussi préférable d'opérer dans cette région par rapport à la région I où la vitesse est très faible. Le fonctionnement dans la région III est possible si l'on opère avec des courants environ trois fois inférieurs au courant nominal de la machine, de façon à ne pas dépasser le flux nominal. Cependant en réduisant le courant, on réduit considérablement le couple maximal qu'on peut tirer de la machine (pour un glissement donné, si on réduit le courant nominal dans un rapport de trois, on réduit en même temps le couple dans un rapport de neuf).

L'entraînement des machines alimentées par un commutateur de courant présente des caractéristiques intéressantes; le circuit de puissance est robuste et fiable. Par exemple lors d'un défaut ou d'un court-circuit d'un bras d'onduleur, la montée du courant est limitée par l'inductance de lissage et donc ce défaut ne peut détériorer rapidement le convertisseur de puissance. De plus, ce type d'entraînement permet une action directe sur le couple de la machine. Par contre, il possède un certain nombre d'inconvénients; il ne peut opérer à des fréquences élevées ou à vide. Les surtensions aux bornes de la machine sont importantes, les harmoniques du courant créent des perturbations de couple et des échauffements. L'opération en boucle ouverte est presque impossible, elle présente des risques d'instabilité ou de surtensions importantes aux bornes de la machine résultant des flux excessifs, ces surtensions peuvent atteindre 4 à 5 fois la tension nominale de la machine, ce qui détruit les enroulements de la machine.

Deux techniques ont été retenues sur SEMAS pour représenter un commutateur de courant triphasé. Une première solution consiste à supposer le groupement redresseur-inductance de lissage comme une source de courant parfaite de valeur I_d , dans ce cas les sorties du commutateur sont représentées par des formes d'onde de courant parfaites à amplitude et fréquence variables (figure IV.8).

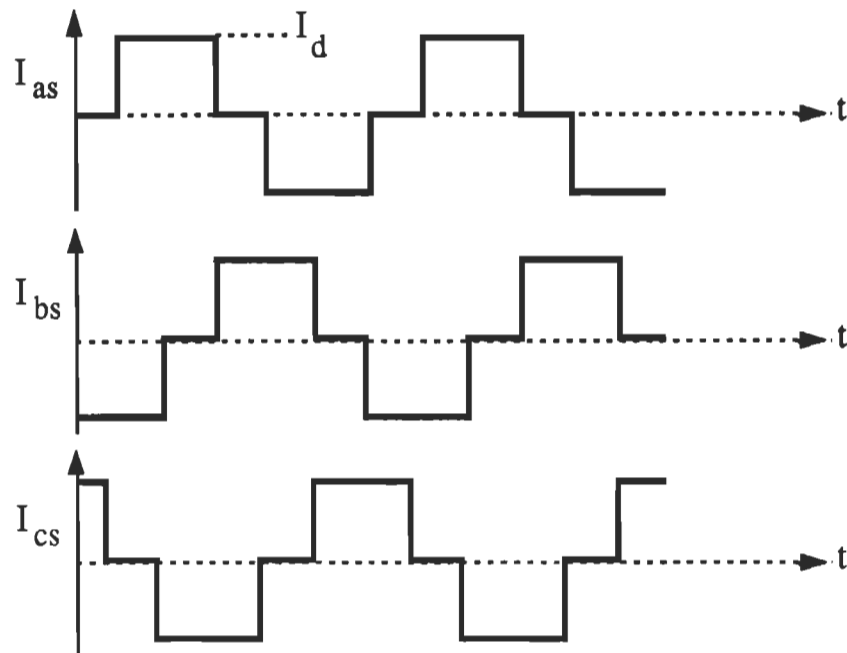


Figure IV.8- Formes d'ondes générées par un commutateur de courant idéalisé commandé à 120°.

La deuxième méthode qui tient compte du régime transitoire de la source de courant est basée sur une simulation globale du commutateur dans laquelle le redresseur est représenté par une source de tension parfaite d'amplitude variable, alimentant l'inductance de lissage, le commutateur est simulé globalement en représentant chacun de ses interrupteurs par une résistance binaire, les surtensions créées par le changement d'état des interrupteurs sont absorbées par trois circuits (R-C) série branchés en étoile entre les phases de la machine (figure IV.9).

La représentation par des résistances binaires a été retenue d'une part parce que la commutation de l'onduleur est forcée et on n'a pas besoin de tester en permanence les courant et tension des interrupteurs et d'autre part pour avoir le minimum de variables d'état et par conséquent réduire le temps de simulation.

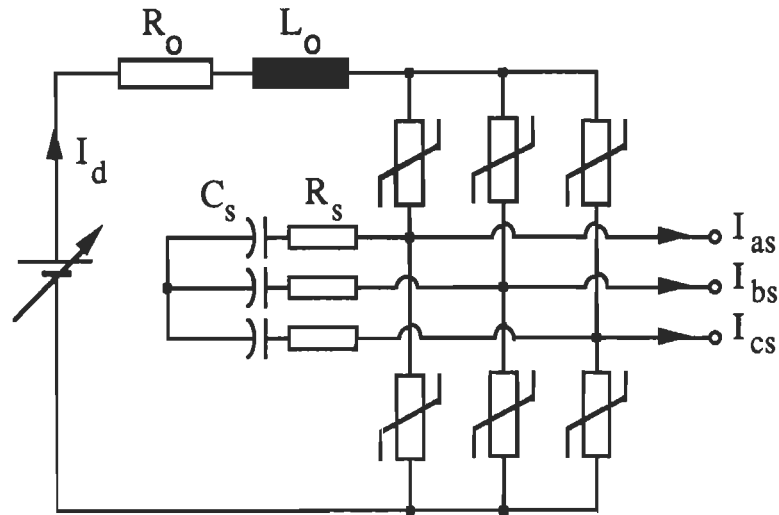


Figure IV.9- Simulation globale du commutateur de courant, modélisation des interrupteurs par des résistances binaires.

IV.5-Conclusion:

On vient de présenter différentes méthodes pour modéliser les interrupteurs dans le domaine d'électronique de puissance. On a aussi présenté les différentes techniques utilisées pour la simulation des convertisseurs de puissance.

Deux méthodes de simulation ont été retenues dans SEMAS pour simuler le comportement des convertisseurs statiques. La méthode de simulation globale a été retenue malgré le temps de simulation un peu long, pour représenter assez étroitement le comportement des convertisseurs complexes (variateur de courant et commutateur de courant), de façon à avoir des résultats représentant finement certains phénomènes liés à l'association de ces convertisseurs avec les machines et se rapprochant le plus des résultats réels.

La seconde méthode retenue, qui est basée sur la représentation des convertisseurs par des sources parfaites est également assez rigoureuse. En

effet, un onduleur de tension commandé à 180° impose tout le temps une forme d'onde en créneaux aux bornes de la machine et les commutations sont quasi instantanées et indépendantes de la machine. Pour le commutateur de courant simplifié, si l'on suppose l'existence d'un régulateur de courant de la source d'entrée assez rapide, comme c'est toujours le cas des boucles de régulation de courant, son régime transitoire est très négligeable devant celui de la machine et cette source pourra être assimilée à une source continue parfaite. De plus, si les commutations du commutateur de courant sont assez rapides devant la période de fonctionnement, on peut donc considérer que le convertisseur impose une forme d'onde parfaite.

Cette représentation par des sources parfaites rend de grands services; d'une part parce qu'elle optimise le temps de simulation, et d'autre part parce qu'elle rend aisée la mise au point des schémas de réglage, les sources parfaites qui répondent instantanément, ne viennent pas perturber la dynamique des régulateurs associés à la machine.

Chapitre V

Le module de simulation SEMAS

V.1- Introduction:

Les buts essentiels pour lesquels le modèle SEMAS a été développé, sont de mettre en œuvre un simulateur convivial, rapide, conversationnel et facilement exploitable par l'utilisateur. Ce chapitre sera donc consacré à montrer l'organisation du module de simulation SEMAS et à présenter la méthodologie suivie pour développer ce module à l'intérieur du logiciel SIMNON.

L'organisation de SEMAS peut être définie en trois parties conversationnelles essentielles:

- une première partie dont le rôle est de choisir la configuration dans laquelle la machine va fonctionner, c'est à dire en boucle ouverte ou en boucle fermée;

- une seconde partie dont le rôle est de caractériser la machine, choisir le modèle dynamique qui sera retenu pour la représenter, sélectionner le convertisseur qui lui sera associé ou le schéma de réglage dans lequel elle sera insérée lors d'un fonctionnement en boucle fermée, établir les différentes liaisons entre les sous-systèmes utilisés et finalement l'entrée de tous les paramètres des sous-systèmes mis en œuvre;

- une troisième partie utilisée pour définir les paramètres de la simulation, tels que l'erreur de calcul, l'algorithme d'intégration, les temps initial et final de la simulation, le fichier de stockage des résultats et finalement les formats et la séquence d'affichage de ces résultats.

V.2- Organisation du module de simulation SEMAS:

L'organigramme du module de simulation SEMAS est montré à la figure V.1.

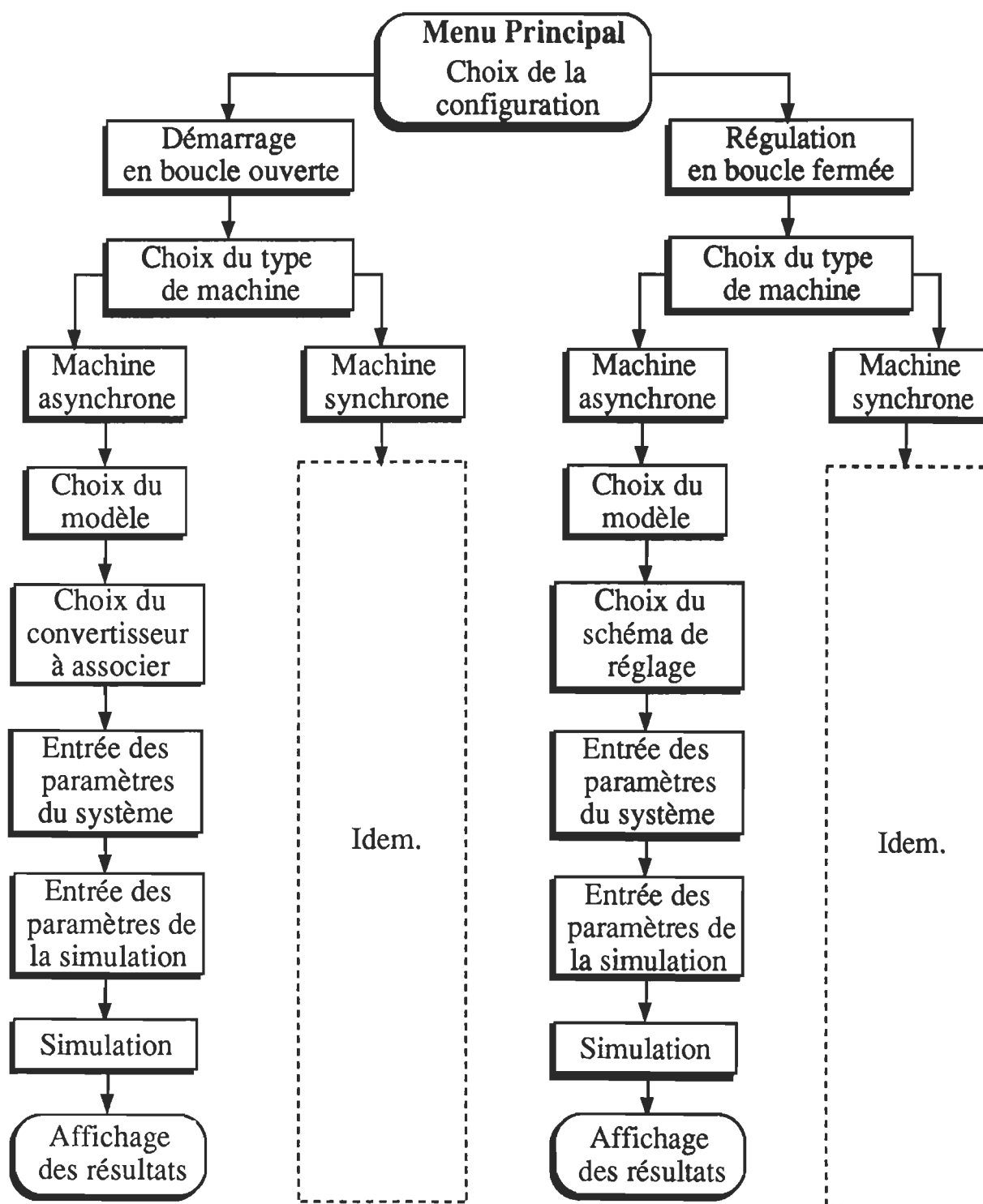


Figure V.1- Organigramme général du module de simulation SEMAS

Un menu principal permet à l'utilisateur de choisir une configuration c'est à dire de définir si la machine qu'il désire analyser opère en boucle ouverte ou en boucle fermée.

Si la machine est appelée à opérer en boucle ouverte, l'utilisateur doit choisir le type de machine qui peut être soit asynchrone soit synchrone, puis le modèle qu'il désire utiliser, dans la bibliothèque des modèles de la machine. Ensuite, l'utilisateur choisit le convertisseur qu'il désire associer à la machine sélectionnée, dans la bibliothèque des convertisseurs disponibles sur SEMAS. Une fois le système Convertisseur-Machine sélectionné, SEMAS effectue automatiquement les différentes liaisons entre les deux, l'utilisateur peut entrer alors les paramètres de l'association retenue, et la simulation peut ainsi avoir lieu.

Dans le cas où la machine est appelée à opérer en boucle fermée, les étapes sont similaires au cas de la boucle ouverte, sauf pour l'étape du choix du convertisseur, qui est cette fois remplacée par le choix d'un schéma de réglage complet comportant un convertisseur et un ou plusieurs régulateurs parmi les schémas disponibles sur SEMAS.

V.3- Aspect conversationnel de SEMAS:

L'aspect conversationnel du module SEMAS repose sur la notion de fichiers macro du logiciel SIMNON, pour créer un environnement interactif de questions-réponses entre l'ordinateur et l'utilisateur. SEMAS est construit autour de plusieurs fichiers macro imbriqués permettant la préparation des données des systèmes à analyser de façon très simple par l'utilisateur. La figure V.2 montre l'organisation des fichiers macro à l'intérieur de SEMAS pour une opération en boucle ouverte, et la figure V.3 montre l'organisation pour une opération en boucle fermée (les fichiers macro sont repérés par des rectangles doubles, alors que les fichiers de description mathématique des sous-systèmes sont repérés par des rectangles simples).

Pour chaque modèle de la machine, un fichier macro gère toutes les configurations possibles en boucle ouverte et un autre fichier macro gère celles en boucle fermée.

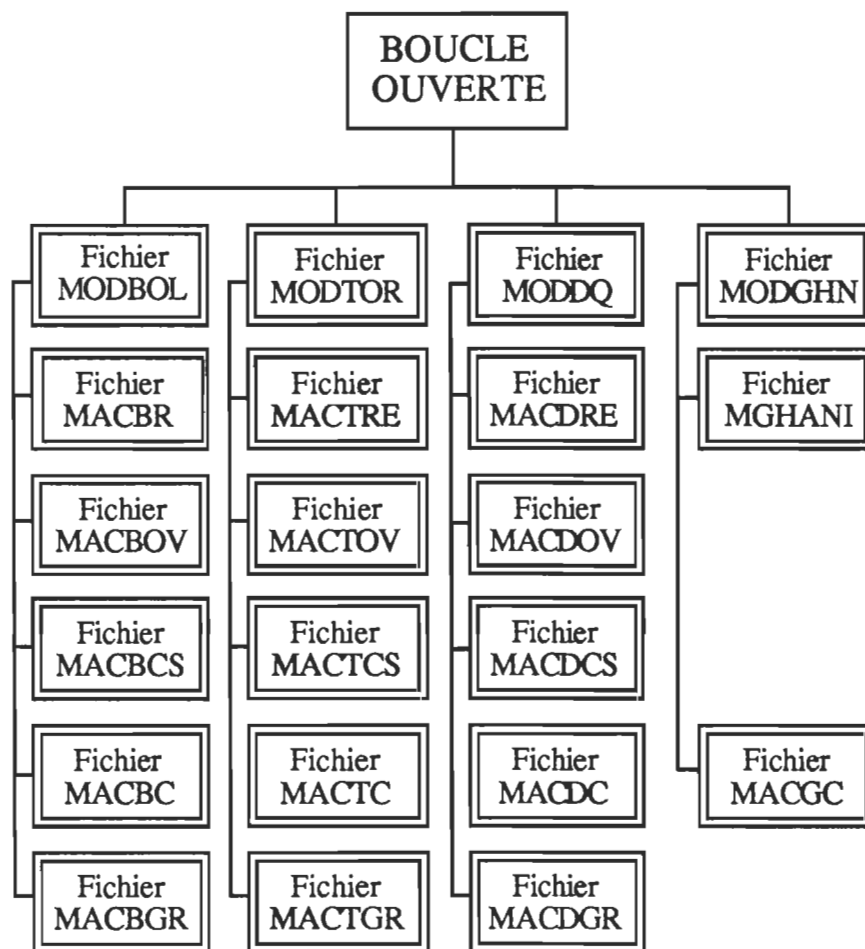


Figure V.2 - Organisation des fichiers macro pour le fonctionnement en boucle ouverte

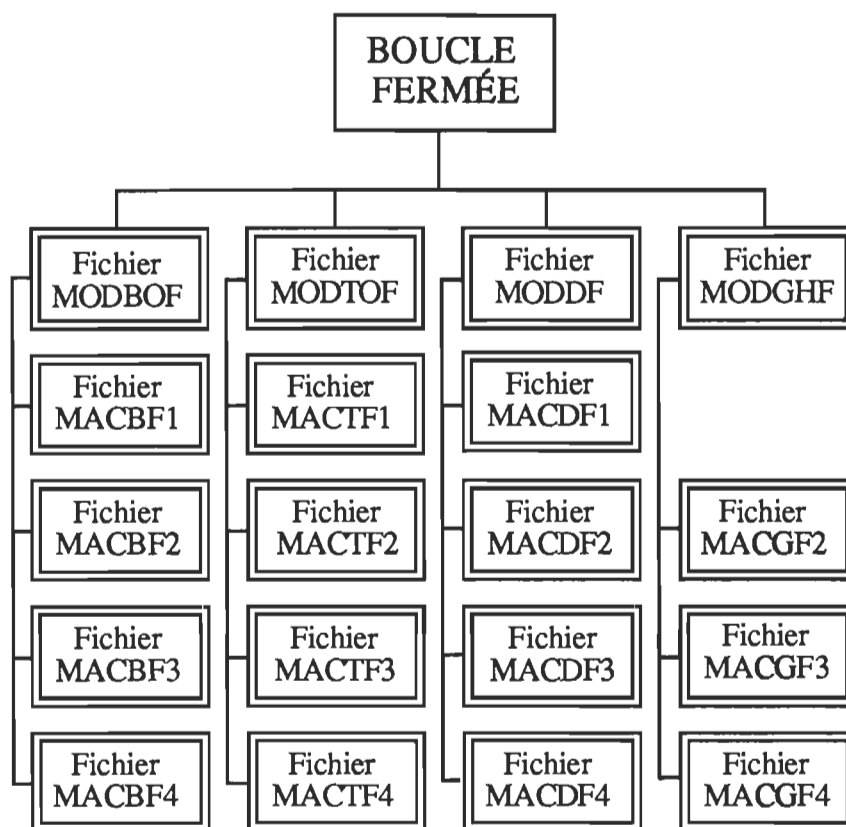


Figure V.3 - Organisation des fichiers macro pour le fonctionnement en boucle fermée

La figure V.4 montre l'organisation des fichiers relatifs au modèle de Bolognani en boucle ouverte. Le fichier MODBOL contient tous les fichiers macro des configurations possibles en boucle ouverte pour le modèle de Bolognani, de la même façon les fichiers MODTOR, MODDQ et MODGHN, avec une organisation similaire, contiennent les fichiers pertinents à toutes les configurations en boucle ouverte pour le modèle hybride, le modèle d-q et le modèle de Ghani respectivement.

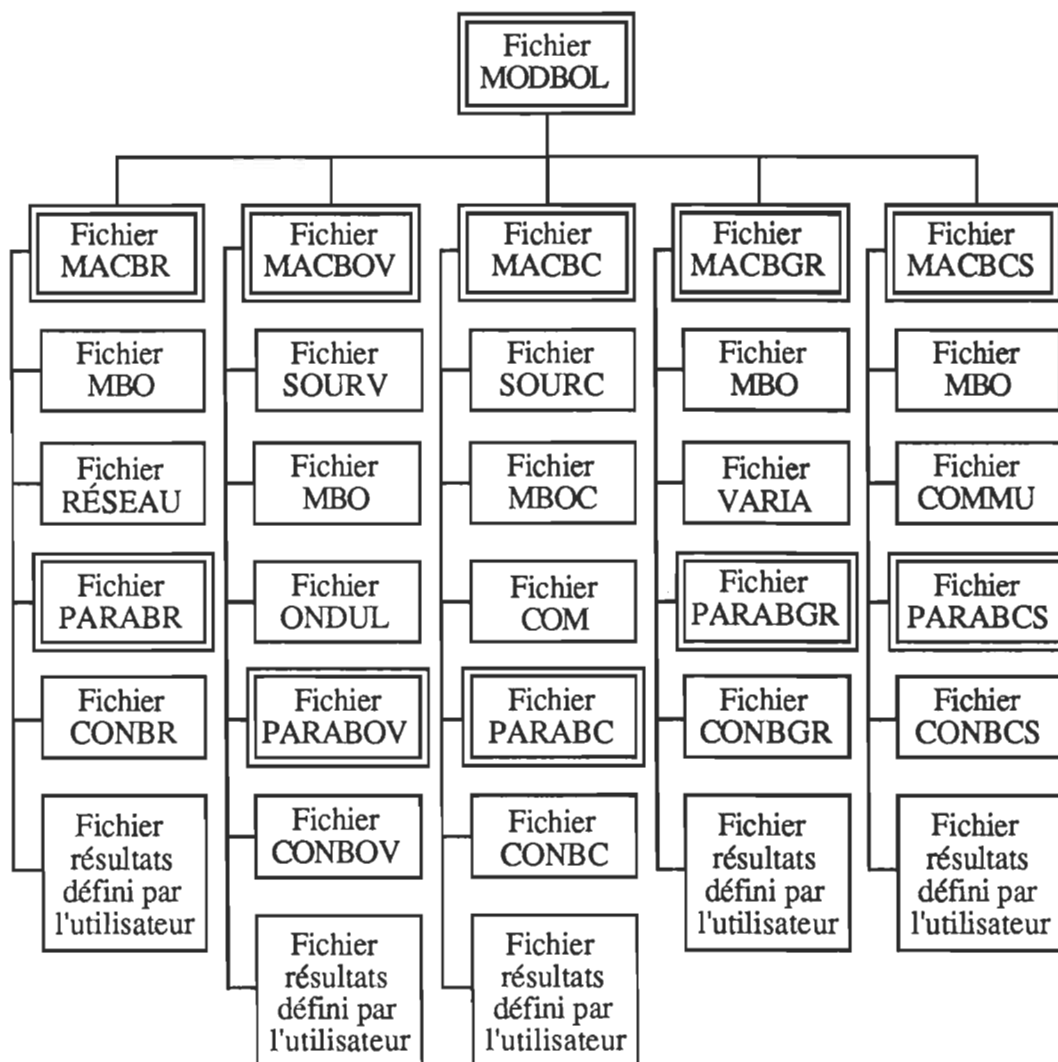


Figure V.4 - Organisation des fichiers de SEMAS pour le modèle de Bolognani en boucle ouverte

La figure V.5 montre l'organisation des fichiers correspondant au modèle hybride pour un fonctionnement en boucle fermée. Le fichier MODTOF contient tous les fichiers macro pertinent à l'analyse des différents schémas de réglage pour le modèle hybride. Les fichiers MODBOF, MODDF et MODGHF ont une organisation similaire et correspondent aux modèles de Bolognani, modèle d-q et modèle de Ghani respectivement, en boucle fermée.

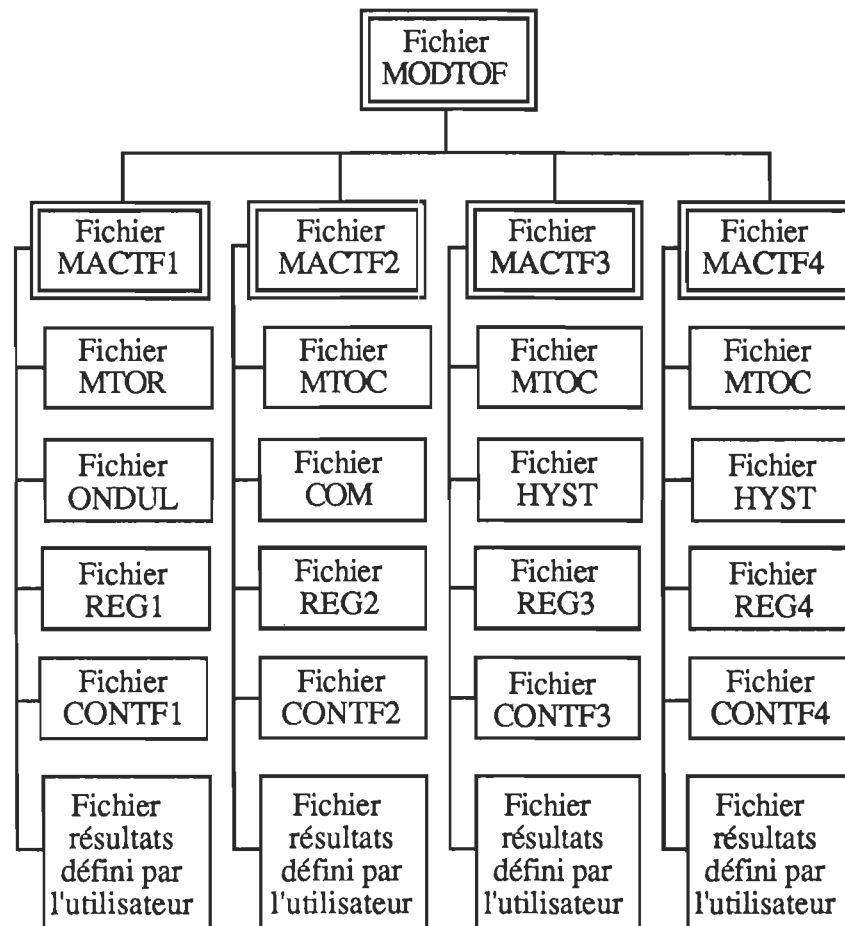


Figure V.5 - Organisation des fichiers de SEMAS pour le modèle hybride en boucle fermée

V.4- Représentation des convertisseurs dans SEMAS:

Les fichiers décrivant les différents convertisseurs sont constitués de systèmes d'équations d'état, d'équations logiques et/ou algébriques. Les

paramètres de ces fichiers sont programmés par défaut, le fichier macro vient remplacer automatiquement ces paramètres par les données de l'utilisateur.

Le convertisseur est représenté dans SEMAS comme un module ayant des entrées et des sorties, ces dernières dépendent du mode d'alimentation. Nous allons voir dans ce qui suit l'organisation des différents fichiers simulant le convertisseur dans SEMAS.

V.4.1- Représentation des convertisseurs pour une alimentation en tension:

Dans le cas d'une alimentation en tension, les entrées du convertisseur sont les courants statoriques de la machine, ainsi que l'amplitude et la fréquence de la source de tension. Les courants statoriques sont utilisés pour commuter les convertisseurs à commutation naturelle tel que le variateur de courant. Le fichier convertisseur possède trois sorties qui sont les trois tensions imposées à la machine.

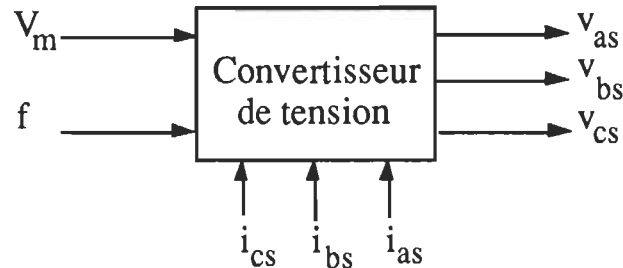


Figure V.6 - Représentation du convertisseur pour une alimentation en tension

V.4.2- Représentation des convertisseurs pour une alimentation en courant:

Dans le cas d'une alimentation en courant, les entrées du convertisseur sont l'amplitude et la fréquence de la source de courant, les sorties sont les trois courants imposés à la machine.

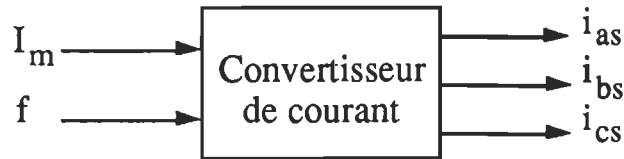


Figure V.7 - Représentation du convertisseur pour une alimentation en courant

Il faut souligner ici que dans le cas du commutateur de courant simulé globalement, les tensions de la machine sont calculées grâce aux circuits amortisseurs connectés en étoile entre les bras du commutateur. Ces tensions sont appliquées à la machine à trois entrées en tension.

V.5- Représentation des machines dans SEMAS:

Les fichiers correspondant aux différents modèles de la machine contiennent le système d'équations d'état relatif à chaque modèle ainsi que les paramètres de la machine programmée par défaut. Le fichier macro vient remplacer ces paramètres par les données de l'utilisateur.

Un module machine est représenté dans SEMAS comme un système ayant des entrées et des sorties qui le couplent aux autres sous-systèmes. Ces entrées/sorties dépendent aussi du mode d'alimentation.

V.5.1- Représentation des machines pour une alimentation en tension:

Pour une alimentation en tension, les entrées de la machine sont les trois tensions statoriques pour la machine asynchrone. Pour la machine synchrone, une entrée supplémentaire correspond à la tension de l'enroulement d'excitation. Les sorties sont les trois courants statoriques, la vitesse et le couple. Les trois courants statoriques sont utilisés comme on vu par le fichier convertisseur pour commuter les convertisseurs à commutation naturelle.

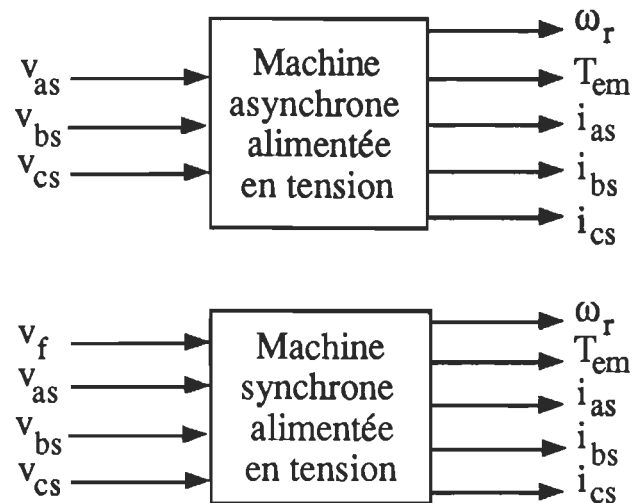


Figure V.8 - Représentation des machines pour une alimentation en tension

V.5.2- Représentation des machines pour une alimentation en courant:

Pour une alimentation en courant, la machine asynchrone possède trois entrées qui sont les trois courants statoriques imposés alors que la machine synchrone possède une entrée additionnelle qui est la tension de l'enroulement d'excitation. Deux sorties correspondent à la vitesse et au couple. Cette représentation est uniquement utilisée pour les associations avec un commutateur de courant simplifié, dans lequel les tensions de la machine n'interviennent pas pour la commutation des semi-conducteurs.

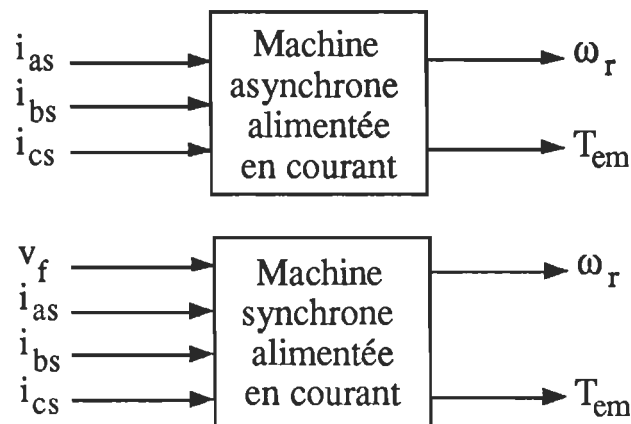


Figure V.9 - Représentation des machines pour une alimentation en courant

V.6- Utilisation du module de simulation SEMAS:

V.6.1- Systèmes en boucle ouverte:

Cinq types d'association Convertisseur-Machine peuvent être analysé par SEMAS:

- Démarrage sur le réseau triphasé.
- Démarrage avec un onduleur de tension triphasé commandé à 180° .
- Démarrage avec un onduleur de tension triphasé à bande d'hystérésis.
- Démarrage avec un commutateur de courant simplifié commandé à 120° .
- Démarrage avec un commutateur de courant simulé globalement et commandé à 120° .
- Démarrage avec un variateur de courant triphasé.

Quatre modèles sont disponibles pour simuler la machine asynchrone :

- Modèle de Bolognani.
- Modèle hybride (ou Modèle de Toronto).
- Modèle d-q (ou modèle de PARK).
- Modèle de Ghani (ou modèle réel simplifié).

Pour la machine synchrone, on dispose du modèle d-q de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs.

Avec les quatres modèles de la machine asynchrone, on a seize possibilités d'association Convertisseur-Machine asynchrone (les simulations du modèle de Ghani ne sont pas disponibles pour l'alimentation en tension, car ce modèle complexe ne donne pas des résultats satisfaisants à cause du problème des boucles algébriques de SIMNON).

V.6.1.1- Démarrage d'une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs, avec un réseau triphasé.

L'organisation dans SEMAS des différents fichiers mis en œuvre dans cette association Convertisseur-Machine est la suivante:

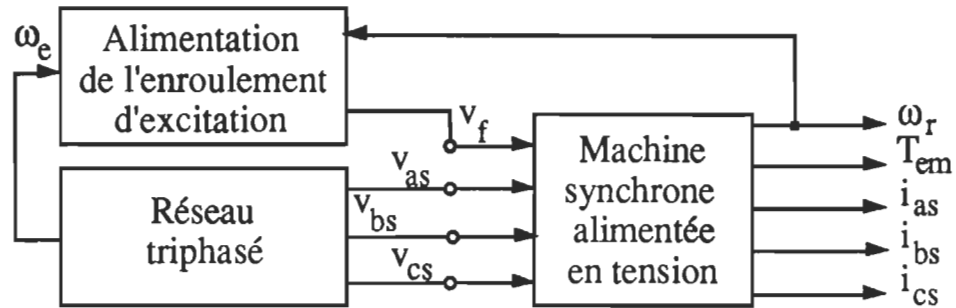


Figure V.10 - Organisation des fichiers pour la simulation du démarrage d'une machine synchrone à pôles saillant avec amortisseurs

Le démarrage de la machine s'effectue en asynchrone grâce aux enroulements amortisseurs montés au rotor. Les résultats de simulation pour la machine donnée en annexe, sont donnés ci-après, le couple de charge est choisi proportionnel à la vitesse ($k\Omega_m$).

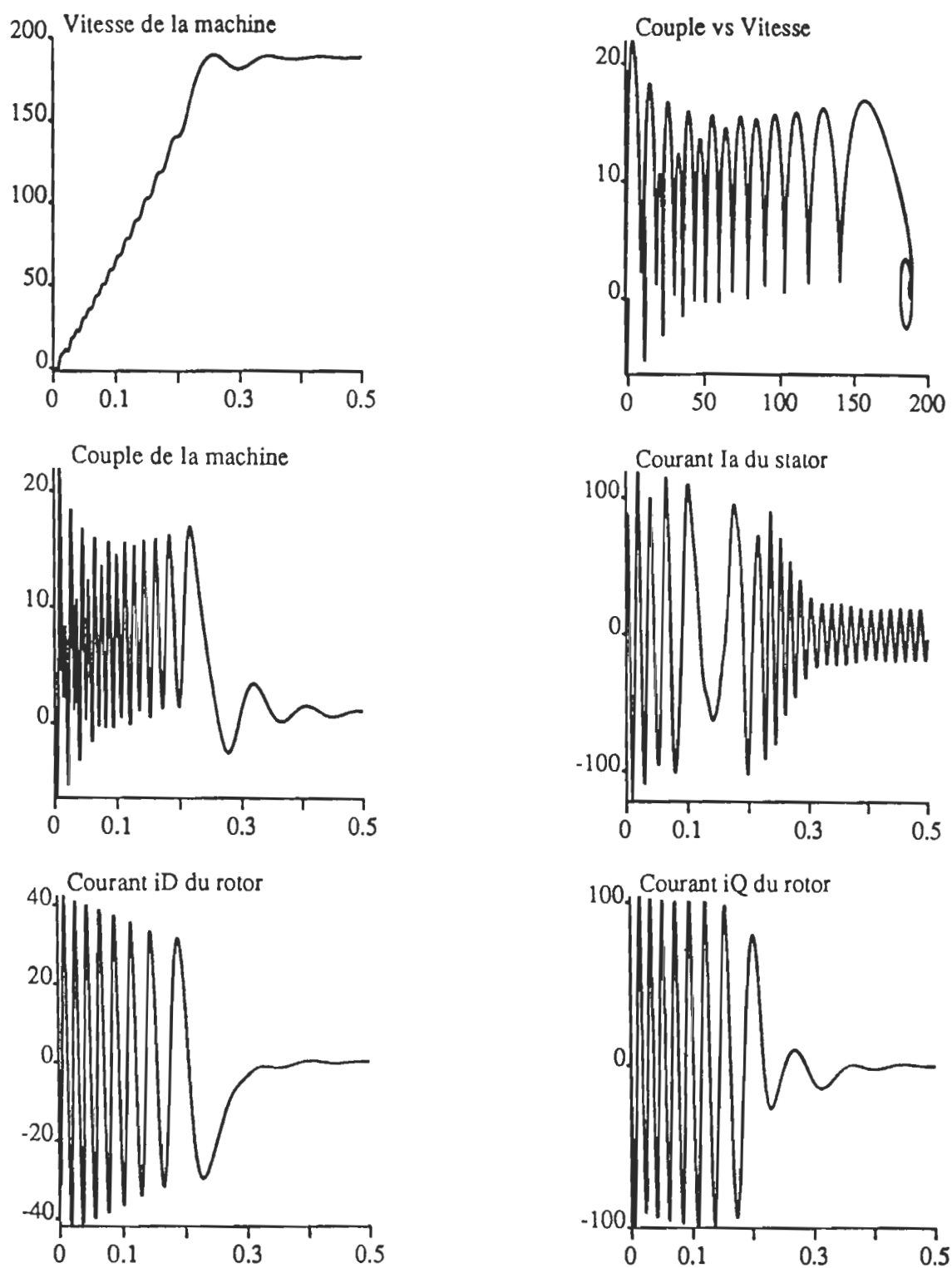


Figure V.11- Démarrage sur réseau d'une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

V.6.1.2- Démarrage d'une machine asynchrone à l'aide d'un onduleur triphasé, commandé à 180° :

Le schéma des différents fichiers utilisés dans cet entraînement est le suivant:

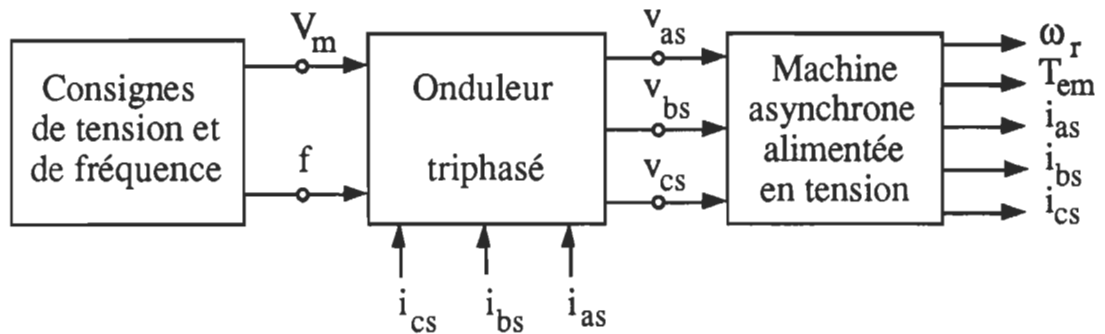


Figure V.12 - Organisation des fichiers pour la simulation du démarrage d'une machine asynchrone avec un onduleur

Le modèle du convertisseur est composé de trois tensions parfaites de forme rectangulaire comme montré sur la figure IV.4. Les résultats de simulation obtenus avec le modèle de Bolognani pour la machine donnée en annexe, sont montrés à la figure V.13. Le couple de charge est de la forme $k\Omega_m$.

V.6.1.3- Démarrage d'une machine asynchrone à l'aide d'un commutateur de courant triphasé simplifié, commandé à 120° :

Les différents fichiers utilisés par SEMAS pour simuler cet entraînement sont organisés comme suit:

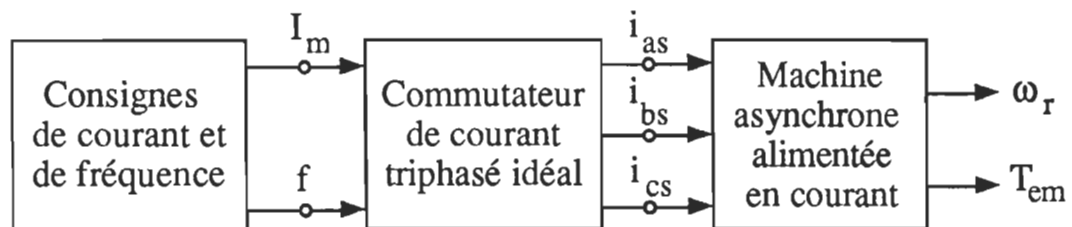


Figure V.14 - Organisation des fichiers pour la simulation du démarrage d'une machine asynchrone avec un commutateur de courant simplifié

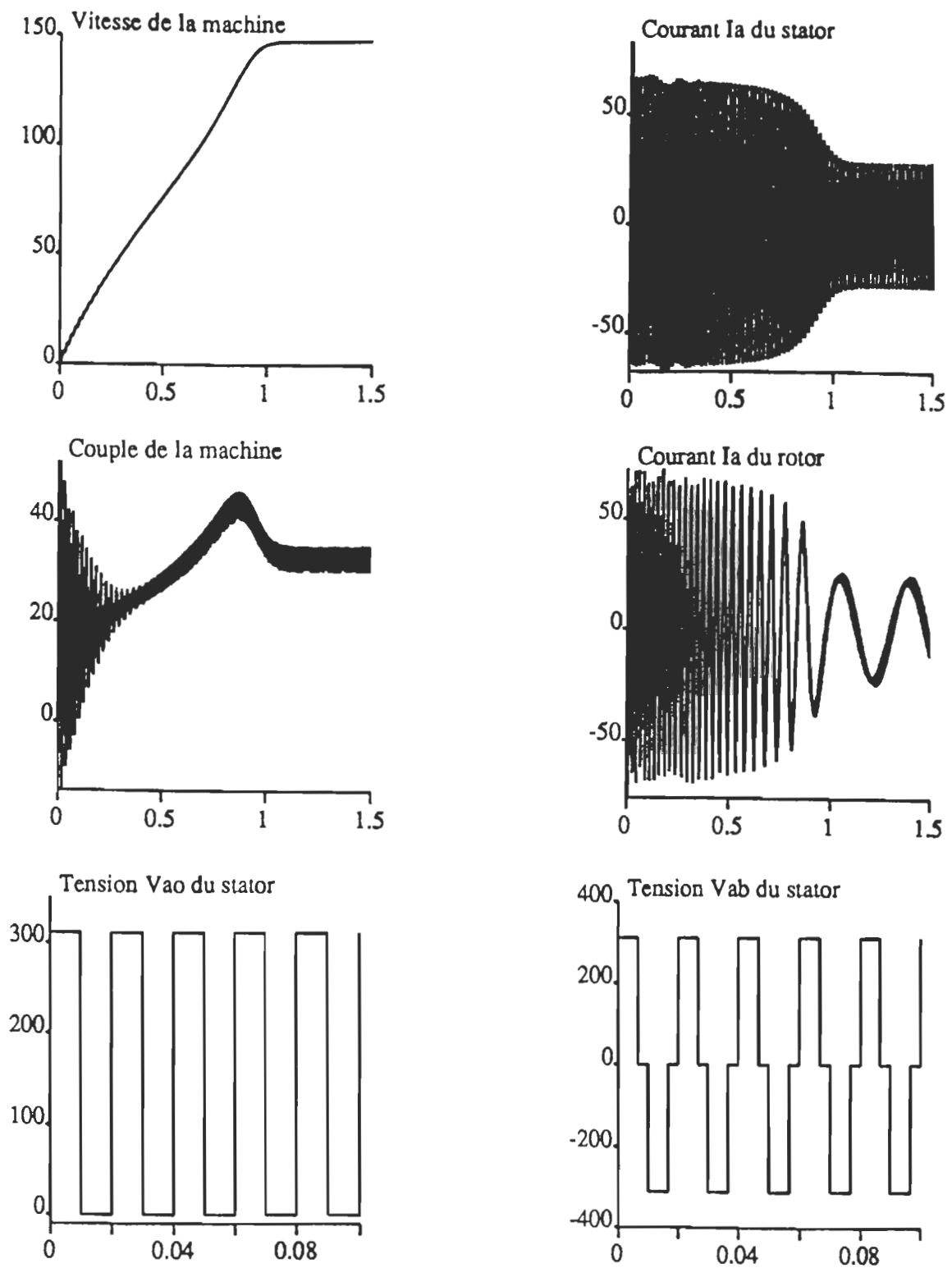


Figure V.13 - Démarrage d'une machine asynchrone avec un onduleur
commandé à 180°
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

Le convertisseur utilisé ici est idéalisé, il est modélisé par trois sources parfaites en créneaux comme indiqué sur la figure IV.8. Les résultats de simulation de cet entraînement, obtenus par l'utilisation du modèle hybride pour la machine alimentée en courant sont montrés à la figure V.15. Le couple de charge est de la forme $k\Omega_m$.

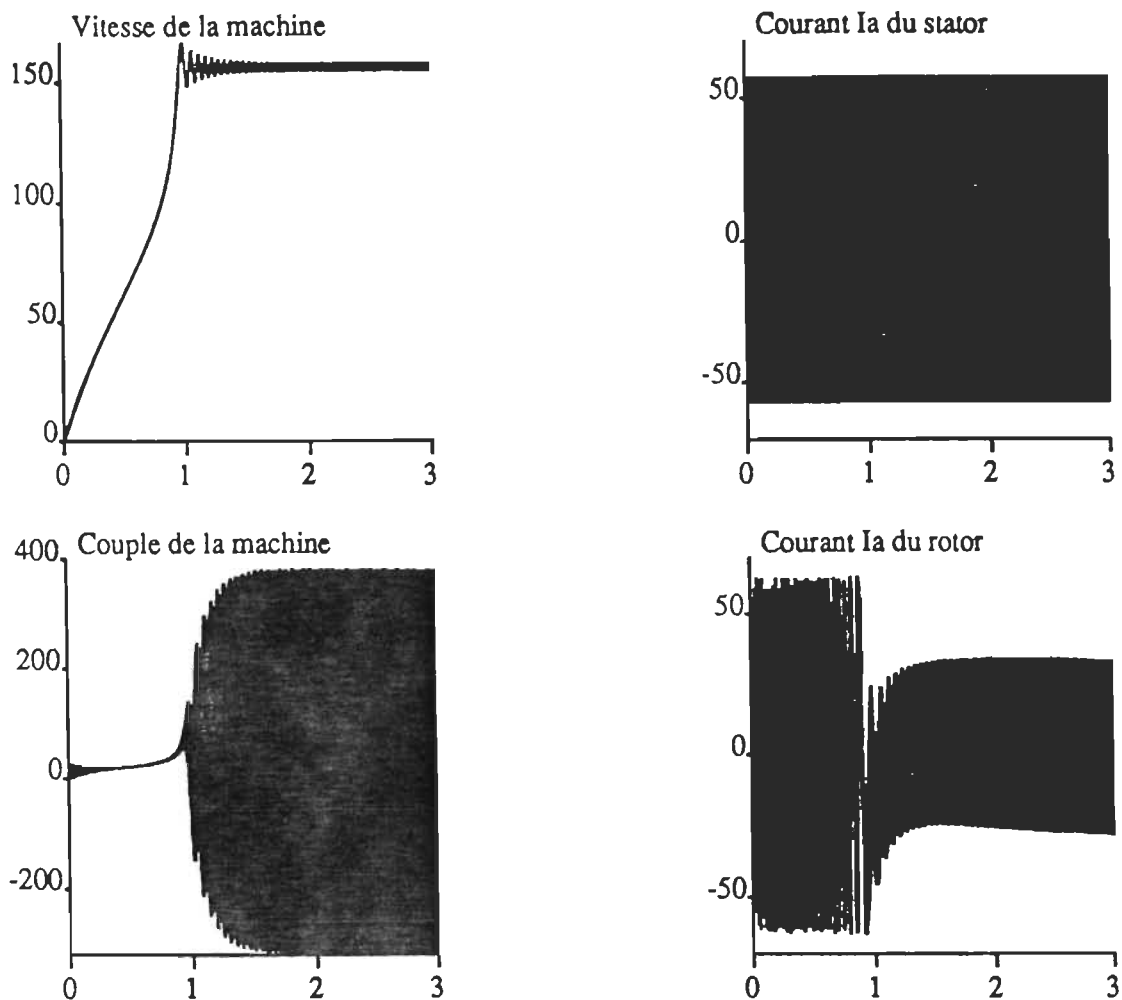


Figure V.15 - Démarrage d'une machine asynchrone avec un commutateur de courant simplifié, commandé à 120°
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

V.6.1.4- Démarrage d'une machine asynchrone à l'aide d'un commutateur de courant triphasé simulé globalement, commandé à 120°:

Les différents fichiers utilisés par SEMAS pour analyser cette configuration, se présentent comme suit:

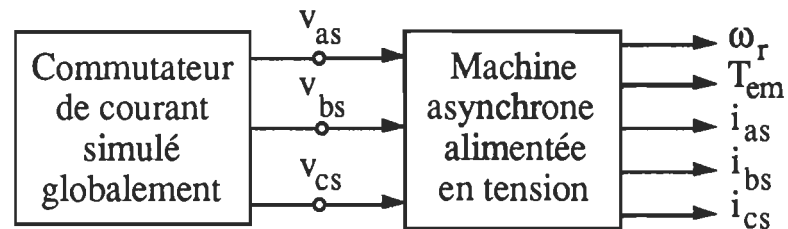


Figure V.16 - Organisation des fichiers pour la simulation du démarrage d'une machine asynchrone avec un commutateur de courant

Le convertisseur dans ce cas est simulé globalement, les interrupteurs sont simulés comme des résistances binaires, le schéma d'un tel convertisseur est montré à la figure IV.9. Les résultats de simulation obtenus par l'utilisation du modèle hybride de la machine, pour les comparer avec les résultats du commutateur simplifié, sont montrés à la figure V.17. Le couple de charge est de la forme $k\Omega_m$.

En comparant ces résultats avec ceux obtenus dans le cas du commutateur simplifié (figure V.15), on remarque d'abord que les courants statoriques sont modulés par le courant d'entrée, ce dernier présente un régime transitoire assez prononcé qui dépend de la valeur de l'inductance de lissage et de sa résistance. De plus le couple produit par la machine dans ce cas, subit une diminution en régime permanent dû à la diminution du courant d'entrée en régime permanent. Cette baisse n'est pas visible dans le cas du commutateur simplifié, car la source de courant est supposée parfaite, sans régime transitoire, et garde toujours une valeur constante.

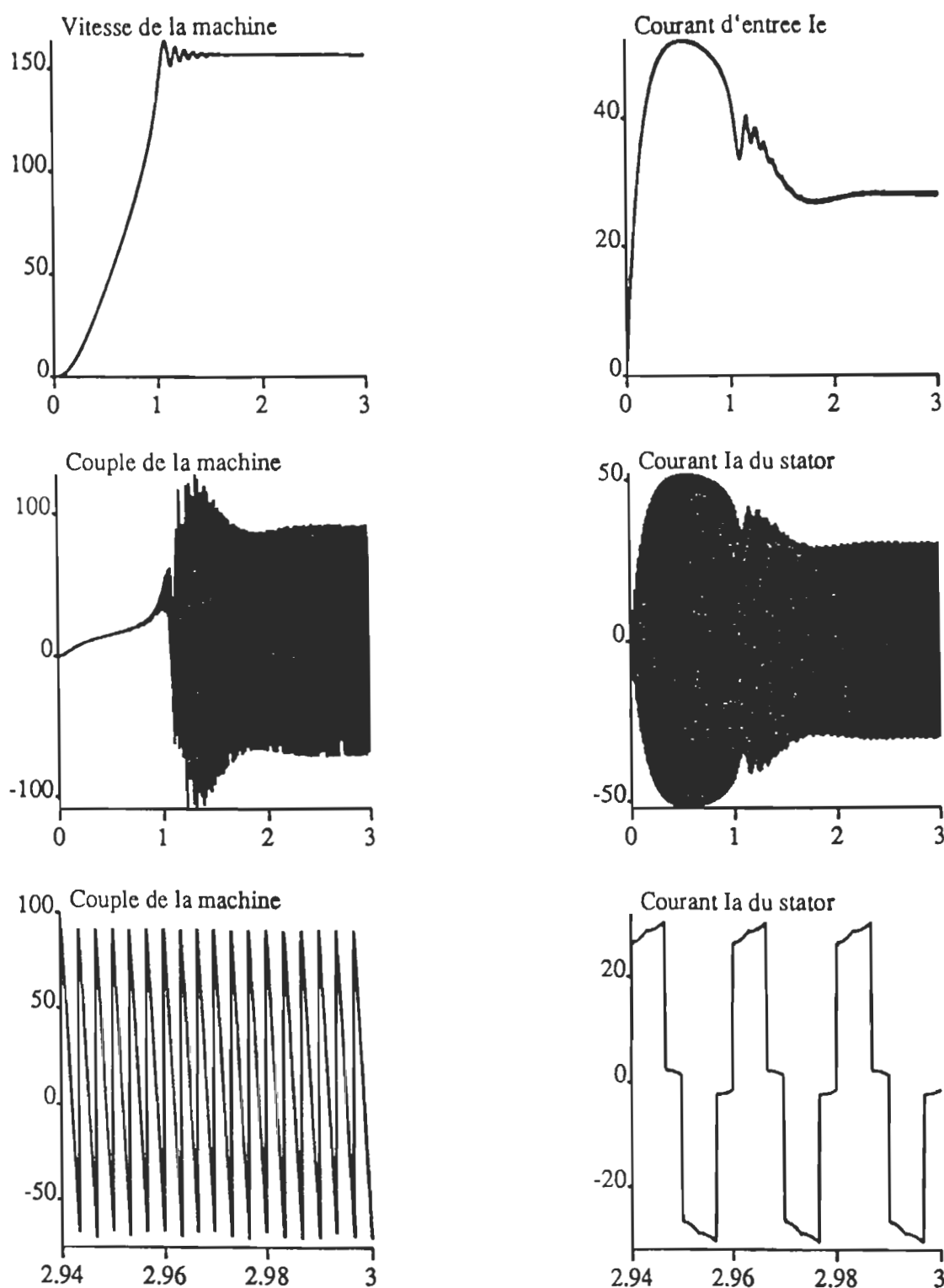


Figure V.17- Démarrage d'une machine asynchrone avec un commutateur de courant simulé globalement et commandé à 120°
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

V.6.1.5- Démarrage d'une machine asynchrone à l'aide d'un variateur de courant triphasé simulé globalement, commandé à 90°:

L'organisation des différents fichiers utilisés pour simuler cette association Convertisseur-Machine se présente comme suit:

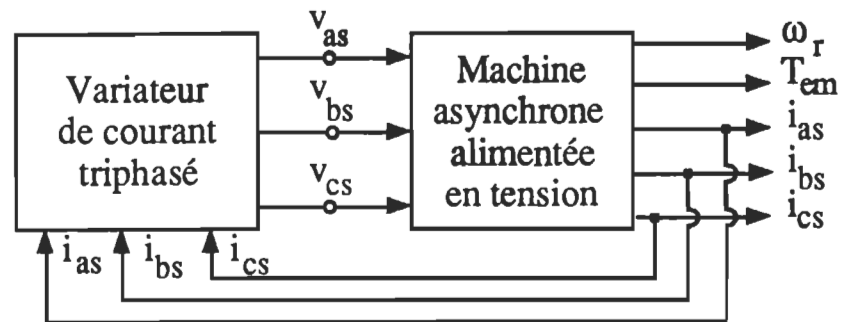


Figure V.18 - Organisation des fichiers pour la simulation du démarrage d'une machine asynchrone avec un variateur de courant simplifié

Le convertisseur utilisé est simulé globalement en modélisant les interrupteurs par des inductances binaires, les paramètres tension, fréquence et angle d'amorçage sont internes au fichier convertisseur. Les fichiers macro gérant les associations convertisseur-machine utilisant un variateur de courant modifient ces paramètres en fonction des données de l'utilisateur. Le schéma de ce convertisseur est montré dans la figure IV.2 (mais opère en boucle ouverte). Les résultats de simulation obtenus par l'association du variateur de tension avec le modèle d-q de la machine, sont montrés à la figure V.19. Le couple de charge est de la forme $k\Omega_m$.

V.6.2- Systèmes en boucle fermée:

Nous présenterons dans cette partie le principe de quelques schémas de réglages implantés sur SEMAS, l'organisation des différents fichiers mis en œuvre, ainsi que les résultats de simulation correspondants.

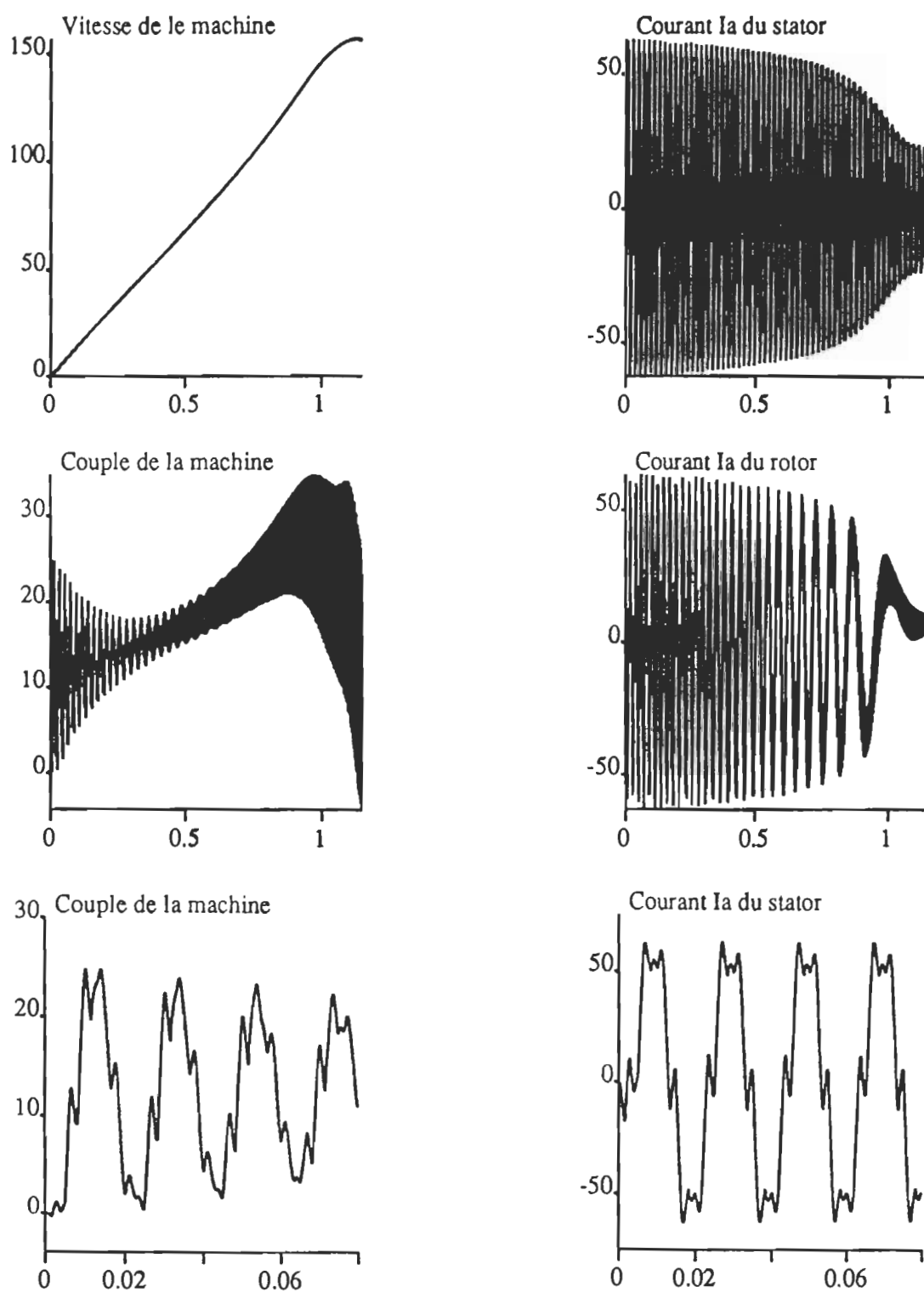


Figure V.19- Démarrage d'une machine asynchrone avec un variateur de courant commandé à 90°
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

V.6.2.1- Régulation de vitesse d'une machine asynchrone par une commande de tension et de fréquence au stator, à (V/f) constant: [22]

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse dans ce type d'entraînement est montré à la figure V.20.

Dans ce schéma de réglage, le circuit de puissance est constitué d'une source de tension variable alimentant un onduleur de tension à fréquence variable. La variable de commande est la fréquence de l'onduleur ω_e^* , à partir de laquelle on génère la commande de l'amplitude de la tension V^* .

En régime établi, le flux dans la machine est lié au rapport (V_s/ω_e) , et en maintenant ce rapport de façon à assurer le flux nominal dans la machine, le couple de la machine dépend essentiellement du courant statorique, de façon à avoir un comportement similaire à celui d'une machine à courant continu.

L'erreur entre la consigne de vitesse et la vitesse de la machine est utilisée pour produire la consigne du glissement grâce à un régulateur P.I avec limiteur, cette consigne de glissement ajoutée à la vitesse angulaire de la machine génère la consigne de fréquence de l'onduleur. Cette même consigne de fréquence est utilisée pour produire la consigne de l'amplitude de la tension de l'onduleur, à l'aide d'un générateur de fonctions. Ce générateur est basé sur la caractéristique statique tension statorique-fréquence statorique de la machine asynchrone, l'expression analytique de cette caractéristique est donnée dans la référence [23]. Si l'on maintient le flux de la machine à sa valeur nominale, cette relation est donnée par:

$$V_s = \frac{V_n}{T_s} \sqrt{\frac{\left[1 - \frac{f_s}{f_n} \omega_n (g \omega_n) T'_r\right]^2 + \left[\frac{f_s}{f_n} \omega_n T_s + g \omega_n T'_r\right]^2}{1 + [g \omega_n T'_r]^2}} .$$

- où: f_s est la fréquence statorique en Hz.
 f_n est la fréquence nominale en Hz.
 V_n est la tension nominale en Volt.
 ω_n est la pulsation nominale en rad/s.

g est le glissement limite (sans unité).

T_s est la constante de temps statorique (L_s/R_s) en s.

$T'_r = \sigma (L_r/R_r)$ en s.

σ est le coefficient de fuite total $= (L_s L_r - M^2)/L_s L_r$

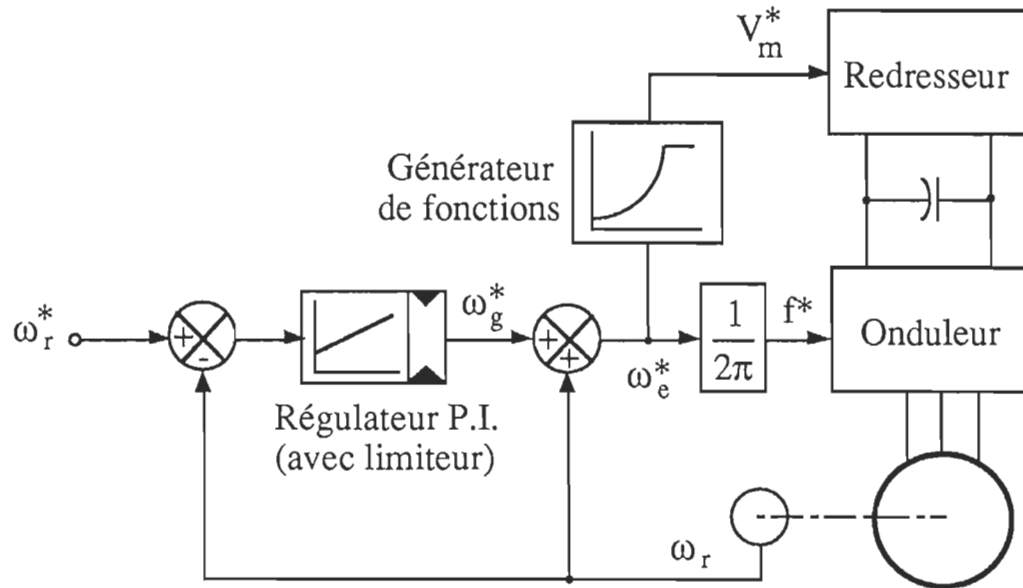


Figure V.20 - Schéma de contrôle de vitesse par (V/f) constant avec régulation du glissement

Le régulateur utilisé dans SEMAS pour ce type d'entraînement, possède une entrée qui est la vitesse angulaire de la machine, et deux sorties qui sont les consignes de fréquence et de tension qui seront appliquées à l'onduleur de tension. La consigne en vitesse de ce régulateur est un paramètre interne au fichier qui le simule, le fichier macro qui le gère vient la modifier selon les données de l'utilisateur. Ce régulateur est nommé REG1 dans SEMAS, son schéma est le suivant:

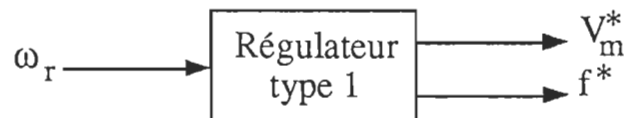


Figure V.21 - Organisation du fichier régulateur type1

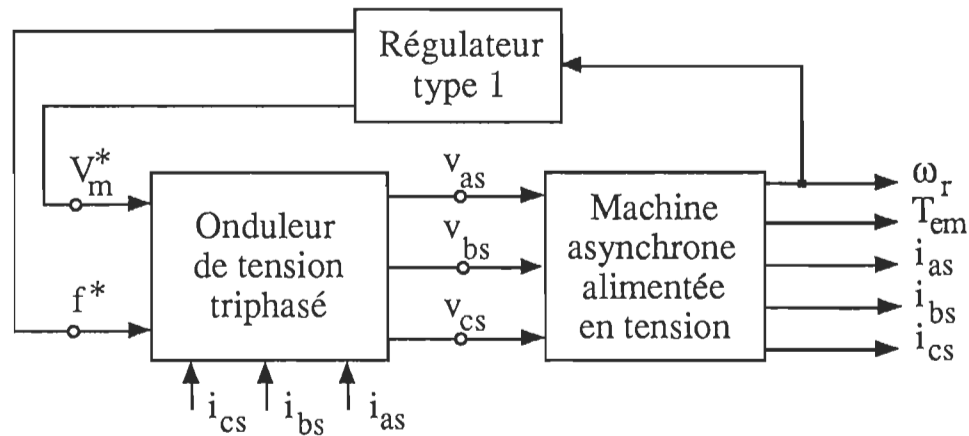


Figure V.22 - Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement utilisant le régulateur type 1.

Les résultats de simulation obtenus pour cet entraînement, en considérant le modèle de Bolognani, sont montrés à figure V.23.

V.6.2.2- Régulation de vitesse d'une machine asynchrone par une commande de courant et de fréquence au stator: [22]

C'est un schéma de commande qui s'apparente au premier, mais pour une alimentation en courant. La variable de commande de l'amplitude du courant statorique, est générée à partir de la commande du glissement. Le schéma de réglage pour ce type d'entraînement est donné à la figure V.24.

Le principe de ce schéma de réglage est identique à celui du cas précédent, l'amplitude du courant statorique est générée par la commande du glissement de façon à ce que le rapport (V/f) correspondant demeure constant, et assurer donc une opération à flux nominal.

Dans ce schéma de réglage, l'erreur entre la consigne de vitesse et la vitesse de la machine est encore utilisée pour produire la consigne du glissement grâce à un régulateur P.I avec limiteur, cette consigne de glissement ajoutée à la vitesse angulaire de la machine génère la consigne de fréquence du commutateur. La consigne de glissement est utilisée pour produire la consigne d'amplitude du courant statorique, à l'aide d'un générateur de fonctions.

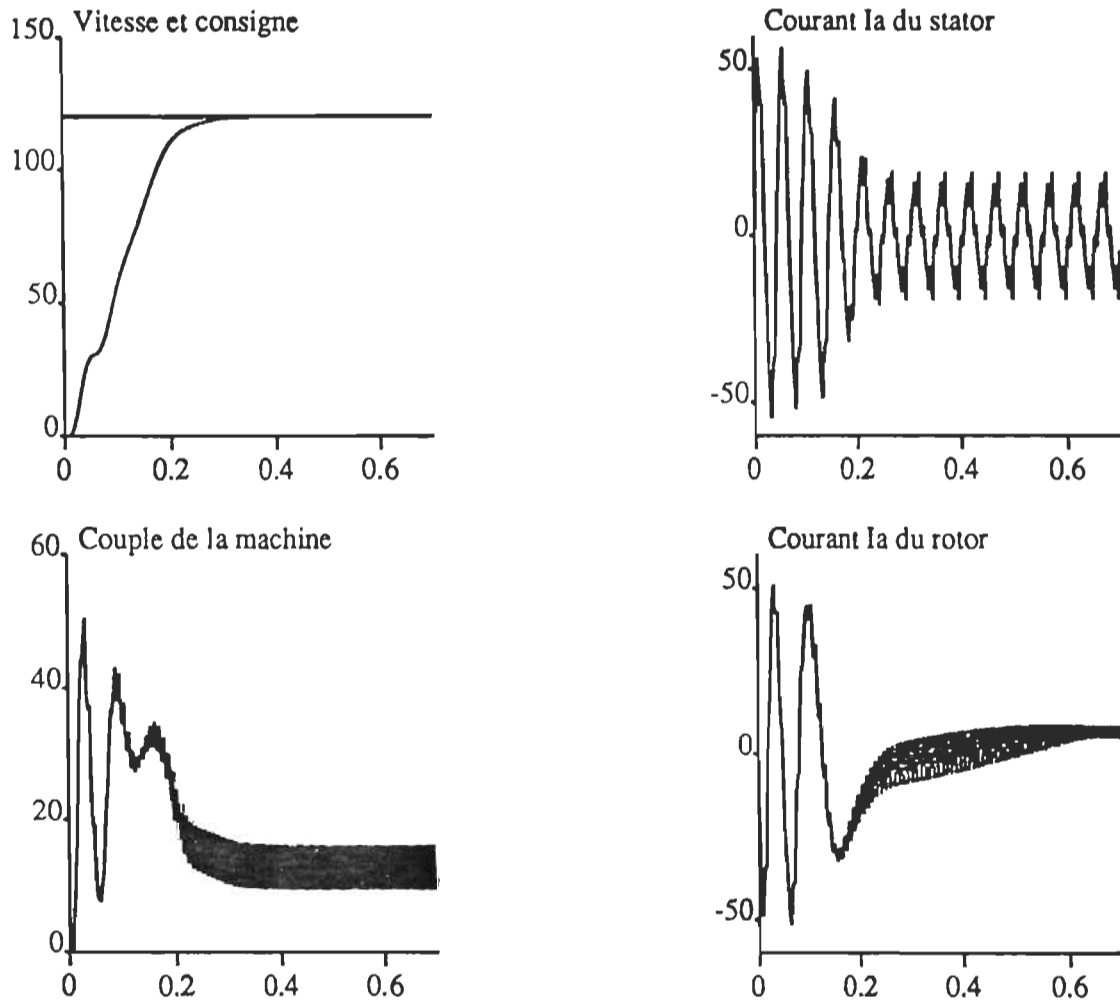


Figure V.23 - Contrôle de vitesse d'une machine asynchrone par (V/f) constant avec régulation et limitation du glissement
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

Ce générateur est basé sur la caractéristique statique courant statorique-glissement de la machine asynchrone, l'expression analytique de cette caractéristique est donnée dans la référence [23]. Pour une opération à flux constant égal au flux nominal, la relation entre le courant statorique et le glissement est donnée par:

$$I_s = \frac{V_n}{\omega_n L_s} \sqrt{\frac{1 + [g \omega_n T_r]^2}{1 + [g \omega_n T'_r]^2}}.$$

où: V_n est la tension nominale en Volt.

ω_n est la pulsation nominale en rad/s.

g est le glissement limite (sans unité).

T_r est la constante de temps rotorique (L_r/R_r) en s.

$T'_r = \sigma T_r$ en s, avec σ le coefficient de fuite total = $(L_s L_r - M^2)/L_s L_r$

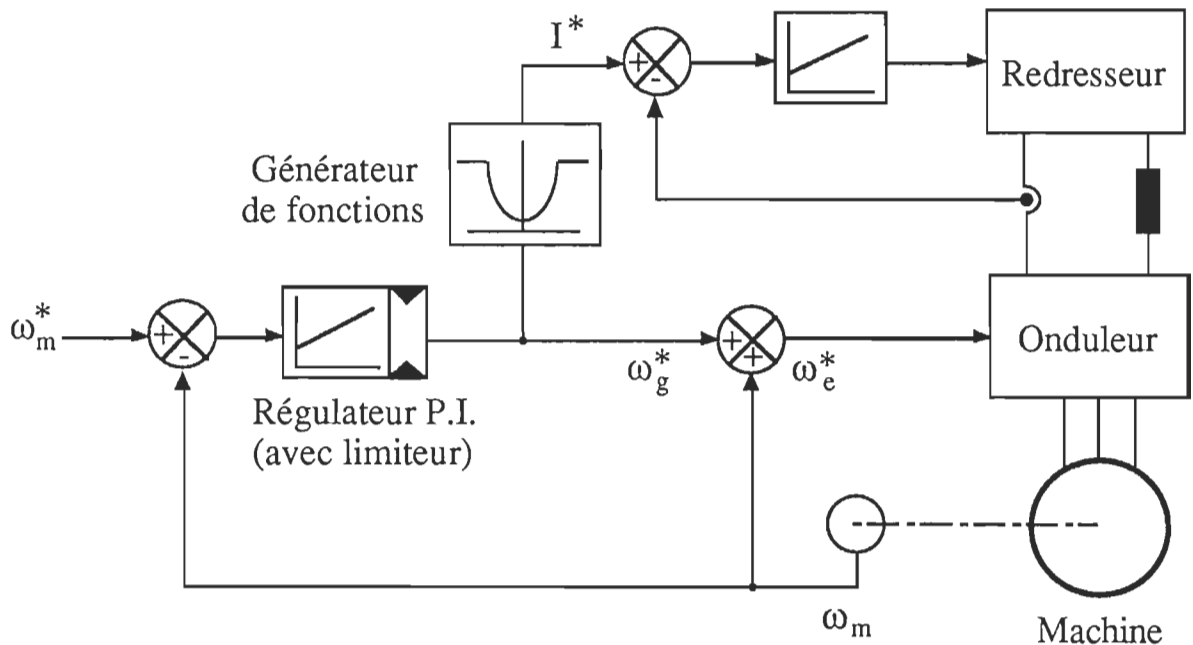


Figure V.24 - Schéma de contrôle de vitesse par (V/f) constant avec régulation du glissement et du courant statorique

Le régulateur utilisé dans SEMAS pour ce type d'entraînement est nommé REG2, il possède une entrée qui est la vitesse angulaire de la machine, et deux sorties qui sont les consignes de fréquence et l'amplitude du courant qui seront appliquées au commutateur de courant simplifié. La

consigne en vitesse de ce régulateur est un paramètre interne au fichier qui le simule, le fichier macro qui le gère vient la modifier selon les données de l'utilisateur. Le schéma du régulateur REG2 est le suivant:

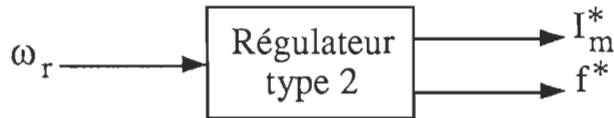


Figure V.25 - Organisation du fichier régulateur type2

L'organisation des différents modules utilisés dans cet entraînement est la suivante:

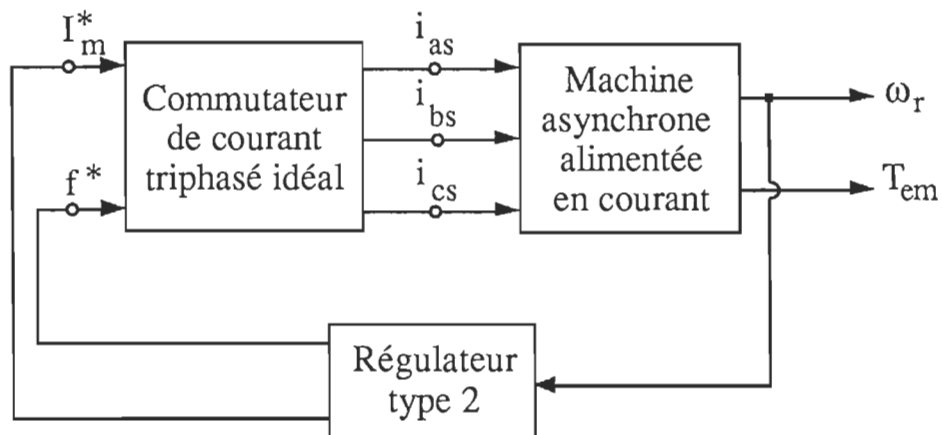


Figure V.26 - Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement utilisant le régulateur type2.

Les résultats de simulation obtenus pour cet entraînement, en considérant le modèle de Ghani, sont montrés à la figure V.27.

V.6.2.3- Régulation par les procédés du flux orienté:

Les techniques de commande par orientation du flux ou techniques de commande vectorielle, sont basées sur l'inverse du modèle de la machine, en prenant comme variables d'état, les flux dans la machines [24] [25]. Ces flux peuvent être soit les flux statoriques, soit les flux rotoriques ou encore les flux dans l'entrefer.

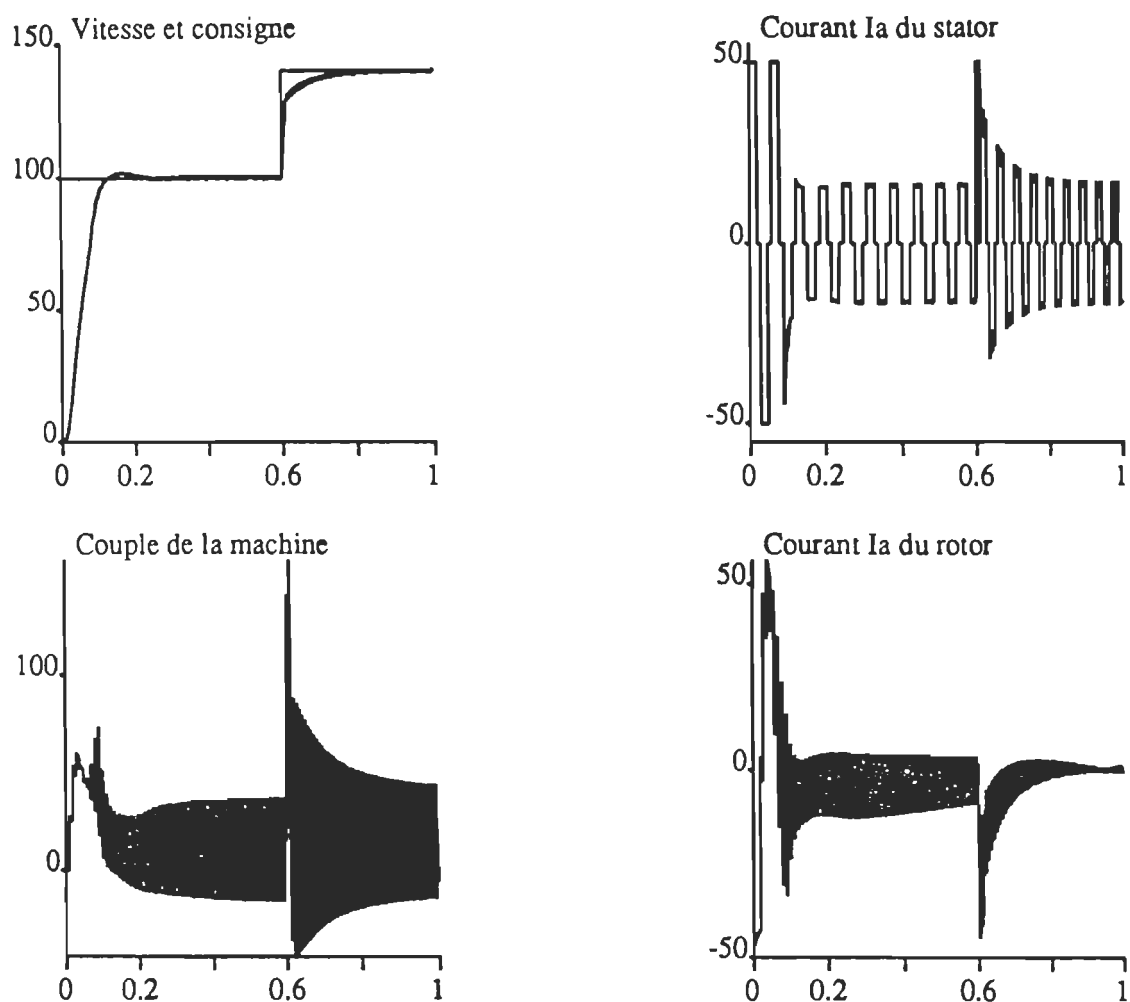


Figure V.27 - Contrôle de vitesse par (V/f) constant avec
régulation du glissement et du courant statorique
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

Ces techniques d'orientation du flux ont pour but de découpler la machine de façon à ce que le couple électromagnétique soit proportionnel à la composante q du courant statorique à flux constant, et que le flux soit aligné suivant l'axe d , ceci permet d'avoir un comportement similaire à celui d'une machine à courant continu.

Comme on l'a déjà vu, le modèle de la machine peut être grandement simplifié dans le cas où l'on impose les courants statoriques. Seul le côté rotor décrit le comportement dynamique de la machine. C'est dans cette optique qu'on va considérer les schémas de contrôle vectoriel pour une alimentation en courant.

V.6.2.3a- Schéma de réglage pour une orientation du flux statorique:

Le modèle en flux de la machine, en considérant comme variables d'état les flux statoriques, et en alignant le flux suivant l'axe d de façon à assurer un flux nul suivant l'axe q , est donné par:[25]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_r} & \omega_g \\ -\omega_g & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma T_r L_s} \begin{bmatrix} 1 + T_r \frac{d}{dt} \\ T_r \omega_g \end{bmatrix} \Psi_s$$

$$\text{et: } T_{em} = \frac{3}{2} pp. \Psi_s i_{qs}$$

où: ω_g est la pulsation du glissement en rad/s.

T_r est la constante de temps rotorique (L_r/R_r) en s.

σ est le coefficient de fuite total = $(L_s L_r - M^2)/L_s L_r$ (sans unité).

$\Psi_s = \Psi_{ds}$ flux statorique suivant l'axe d en Volt/(rad/s).

$pp.$ est le nombre de paires de pôles.

Le modèle de la machine en flux, pour une orientation du flux statorique suivant l'axe d , est montré à la figure V.28.

Le découplage de la machine est réalisée par son alimentation par des courants d'amplitude et de fréquence variables générés à l'aide d'un régulateur basé sur l'inverse de son modèle en flux, le flux et le couple

deviennent alors les consignes à l'entrée du régulateur, et les courants de la machine deviennent des consignes de sortie de ce régulateur destinées à commander un onduleur à bande d'hystérésis ou onduleur type Bang-Bang (figure V.29), le fonctionnement de ce convertisseur est détaillé dans la référence[22].

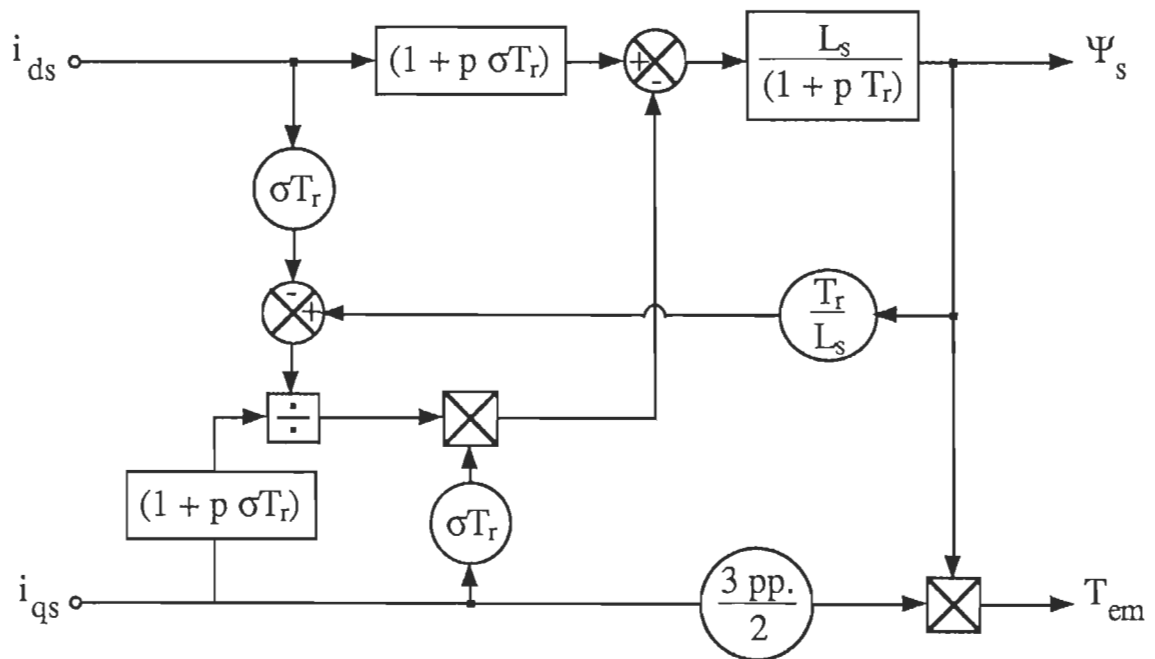


Figure V.28 -Modèle en flux de la machine asynchrone pour une orientation du flux statorique

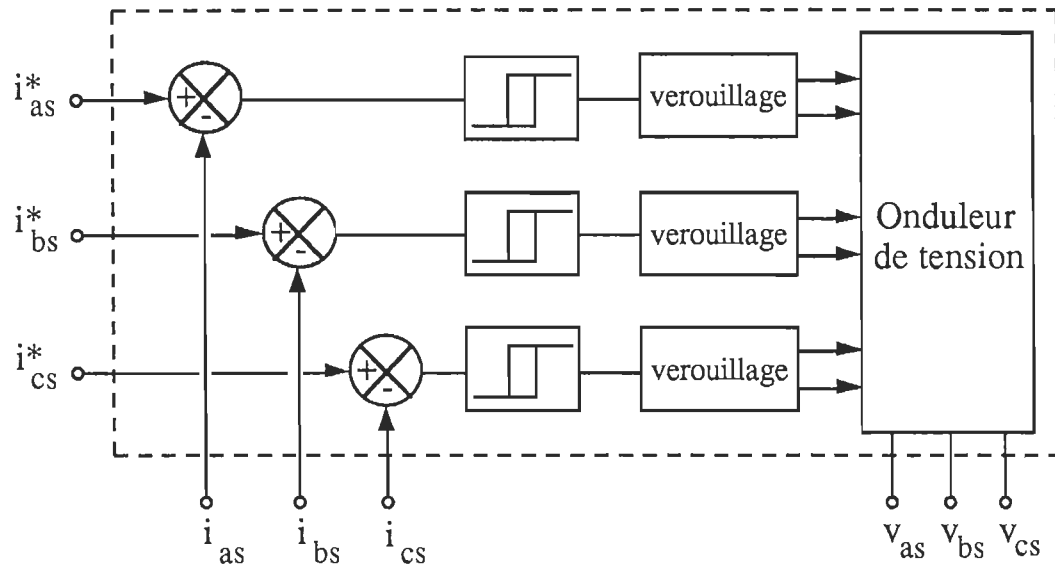


Figure V.29 - Onduleur à commande par hystérésis ou onduleur à commande "Bang-Bang"

Dans le cas de l'orientation du flux statorique, la structure d'un tel régulateur est la suivante:

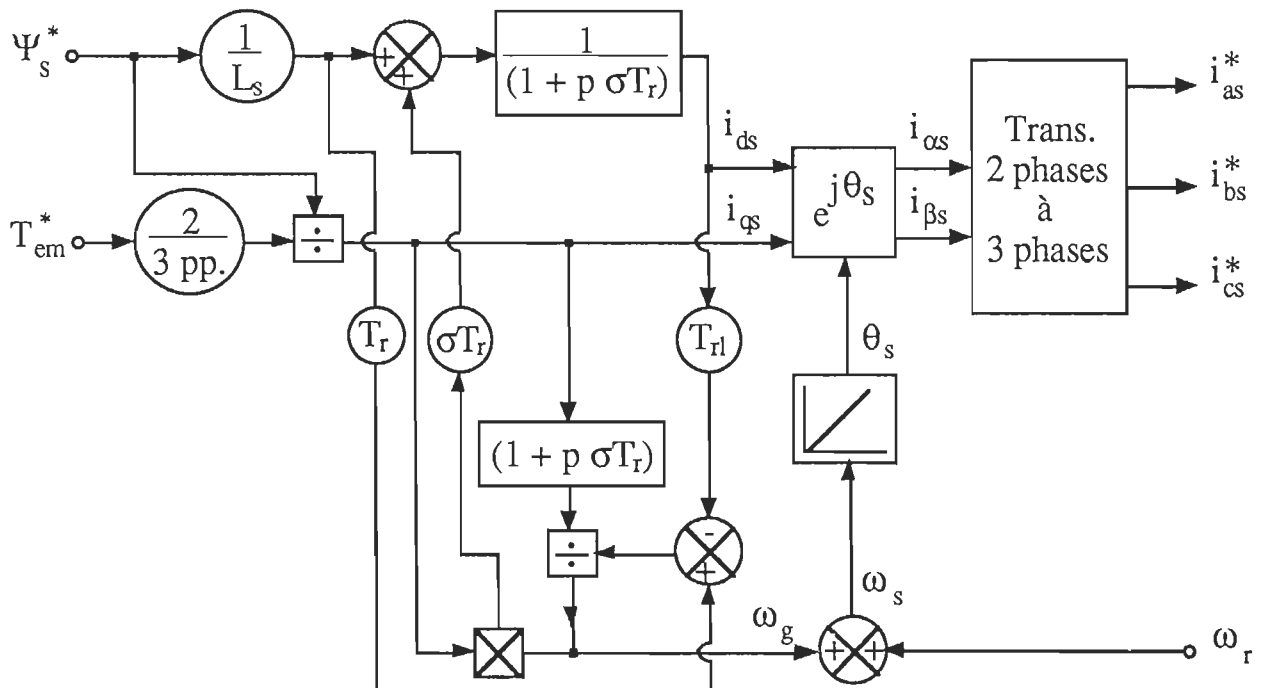


Figure V.30 - Structure d'un régulateur à orientation du flux statorique.

V.6.2.3b- Schéma de réglage pour une orientation du flux rotorique:

En considérant comme variables d'état les flux statoriques, et en alignant le flux suivant l'axe d de façon à assurer un flux nul suivant l'axe q, le système d'équations est donné par:[25]

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} - \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 1 + T_r \frac{d}{dt} \\ T_r \omega_g \end{bmatrix} \Psi_r$$

$$\text{et: } T_{em} = \frac{3}{2} \text{ pp. } \frac{M}{L_r} \Psi_r i_{qs}$$

où: ω_g est la pulsation du glissement en rad/s.

T_r est la constante de temps rotorique (L_r/R_r) en s.

$\Psi_r = \Psi_{dr}$ flux rotorique suivant l'axe d en Volt/(rad/s).

pp. est le nombre de paires de pôles.

Le modèle de la machine en flux, pour une orientation du flux rotorique suivant l'axe d, est le suivant:

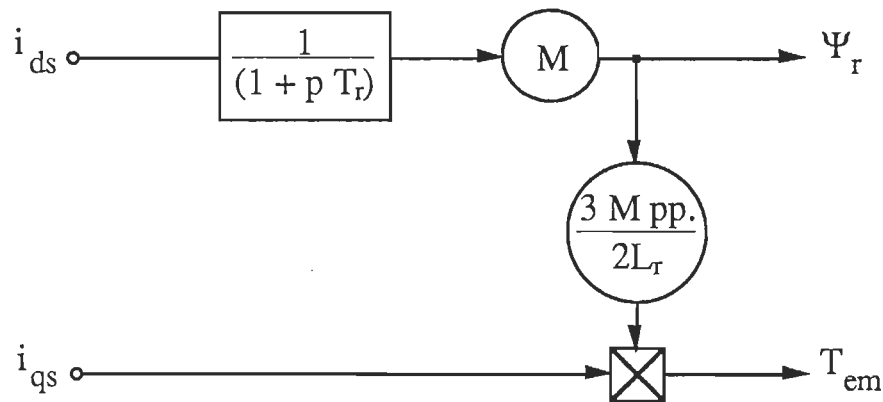


Figure V.31 -Modèle en flux de la machine asynchrone pour une orientation du flux rotorique

La structure du régulateur à orientation du flux rotorique est montrée à la figure V.32.

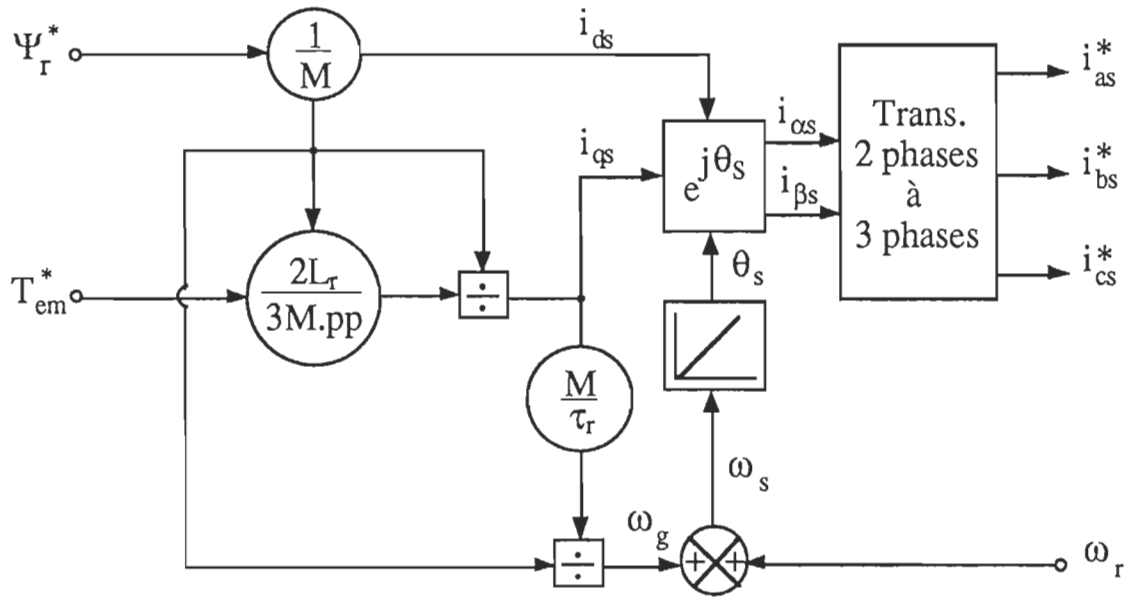


Figure V.32 - Structure d'un régulateur à orientation du flux rotorique.

V.6.2.3c- Schéma de réglage pour une orientation du flux d'entrefer:

La troisième possibilité d'orientation du flux est obtenue en considérant comme variables d'état les flux d'entrefer, et en alignant le flux suivant l'axe d de façon à assurer un flux nul suivant l'axe q, le système d'équations d'état décrivant la machine dans ce cas est donné par:[25]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{rl}} & \omega_g \\ -\omega_g & -\frac{1}{T_{rl}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_{rl} M} \begin{bmatrix} 1 + T_r \frac{d}{dt} \\ T_r \omega_g \end{bmatrix} \Psi_e$$

$$\text{et: } T_{em} = \frac{3}{2} pp. \Psi_e i_{qs}$$

où: ω_g est la pulsation du glissement.

T_{rl} est la constante de temps de fuite au rotor $[(L_r - M)/R_r]$.

$\Psi_e = \Psi_{de}$ flux d'entrefer suivant l'axe d.

pp. est le nombre de paires de pôles.

Le modèle de la machine en flux dans ce cas est comme suit:

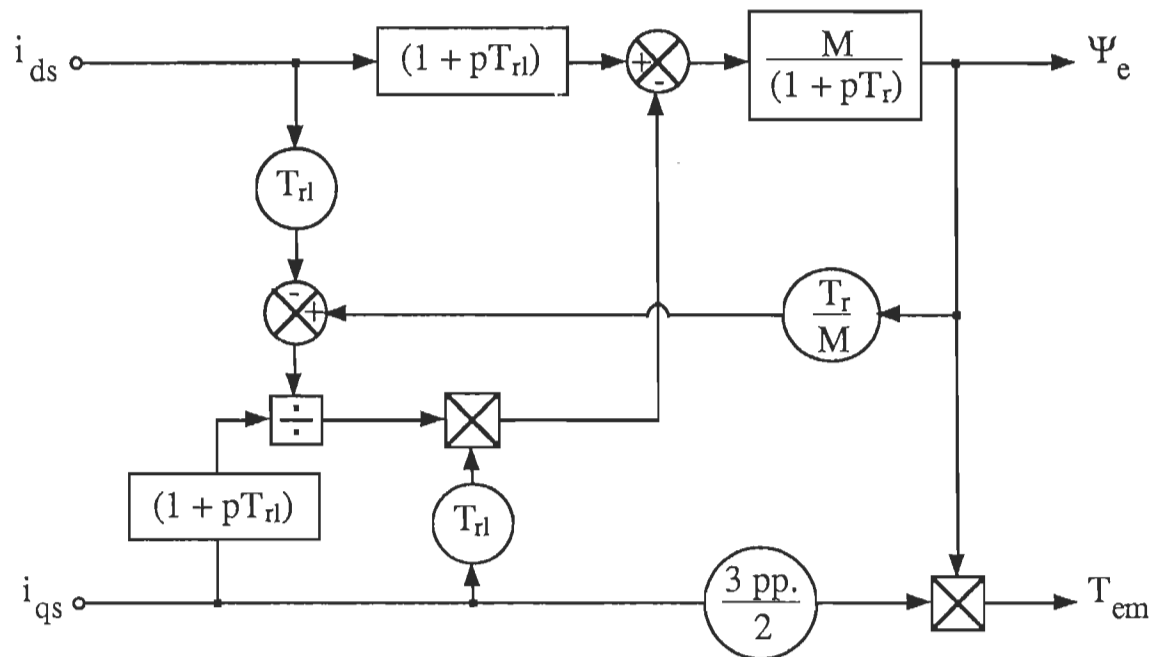


Figure V.33 -Modèle en flux de la machine asynchrone pour une orientation du flux d'entrefer

Le régulateur à orientation du flux d'entrefer a la structure montrée à la figure V.34.

V.6.2.4- Commande de la machine asynchrone par les procédés d'orientation du flux:

On va considérer maintenant quelques schémas de réglages basés sur le principe d'orientation du flux qui ont été implantés sur le module SEMAS.

Pour simplifier l'analyse, les simulations sont réalisées en connectant les trois sorties des régulateurs directement au modèle de la machine alimentée en courant, dans le but d'avoir des temps de simulation très courts. Cependant, si l'on s'intéresse à chercher des résultats plus proches de la réalité, les trois courants à la sortie des régulateurs sont appliqués au modèle en tension de la machine à travers un module simulant le convertisseur de puissance approprié. Dans la pratique, des entraînements de ce type sont

réalisés à l'aide d'un convertisseur type onduleur à commande par hystérésis, commandé par les consignes de courant à la sortie des régulateurs, ces courants sinusoïdaux sont à amplitude et à fréquence variables. Le cas simplifié, représente un onduleur de tension type Bang-Bang idéal à bande d'hystérésis nulle.

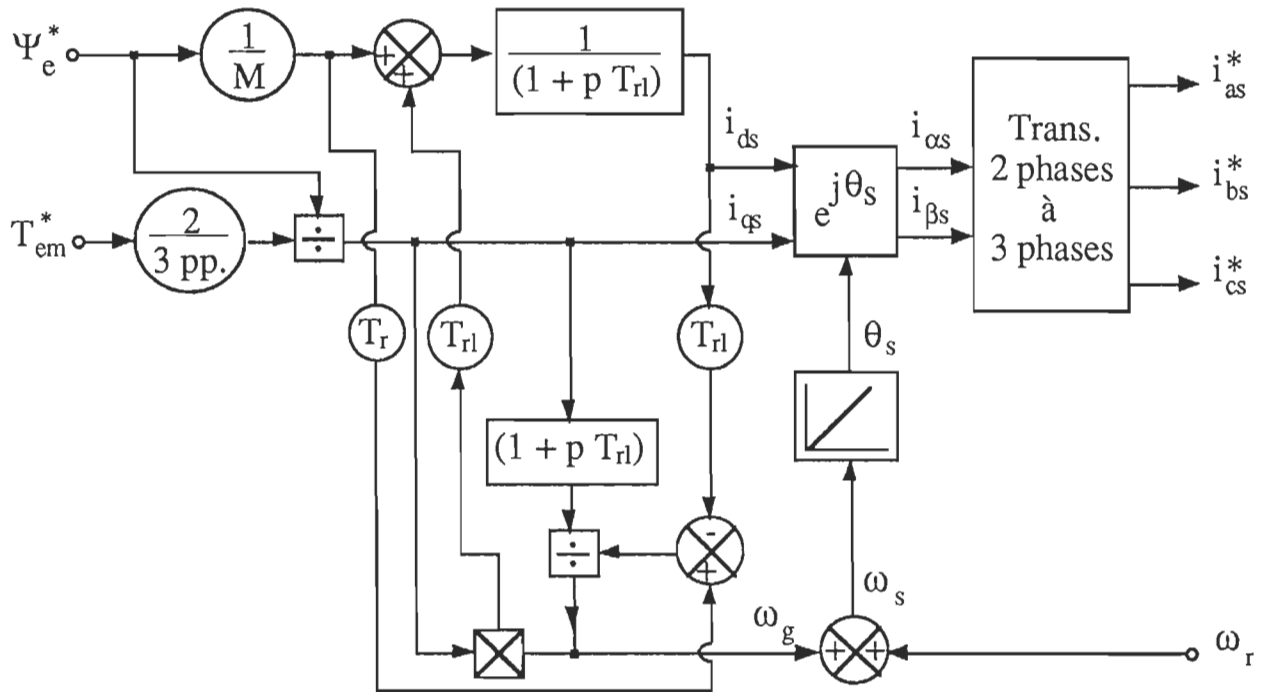


Figure V.34 - Structure d'un régulateur à orientation du flux d'entrefer.

V.6.2.4a- Commande du couple et du flux rotorique d'une machine asynchrone par orientation du flux rotorique:

Le régulateur utilisé dans SEMAS pour ce type d'entraînement est nommé REG3, il possède une entrée qui est la vitesse angulaire de la machine, et trois sorties qui sont les consignes en fréquence et en amplitude des trois courants statoriques qui seront appliquées au module simulant le convertisseur de tension à commande par bande d'hystérésis. Le schéma du régulateur REG3 est montré à la figure V.35.

Le convertisseur à commande par bande d'hystérésis utilisé pour cet entraînement, est présenté dans SEMAS, comme un module à six entrées.

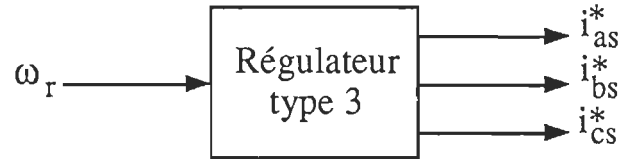


Figure V.35 - Organisation du fichier régulateur type3

Trois de ces entrées correspondent aux consignes en amplitude et fréquence variables, des courant statoriques, tandis que les trois autres entrées correspondent aux courant dans les phases de la machine. Ce module possède trois sorties, ce sont les trois tensions qui seront appliquées à la machine. Ce module se présente dans SEMAS comme suit:

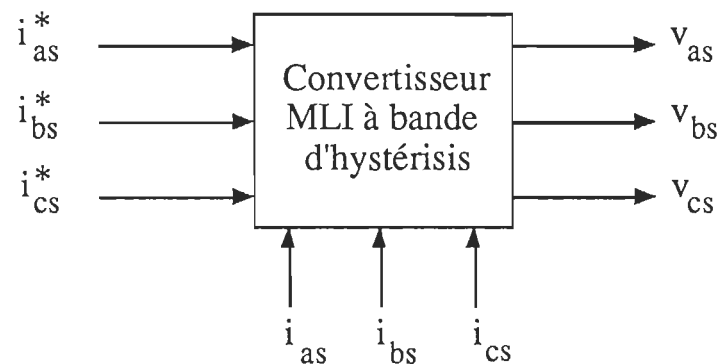


Figure V.36 - Organisation du fichier simulant l'onduleur Bang-Bang

L'organisation des différents modules de SEMAS pour cet entraînement est la suivante:

- Organisation simplifiée:

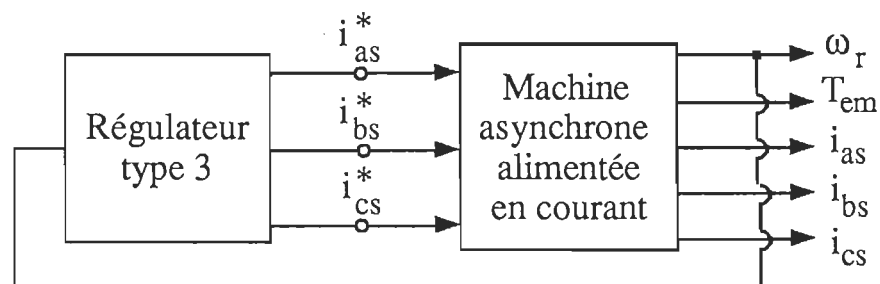


Figure V.37 - Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement simplifié, utilisant le régulateur type3.

- Organisation tenant compte du module convertisseur:

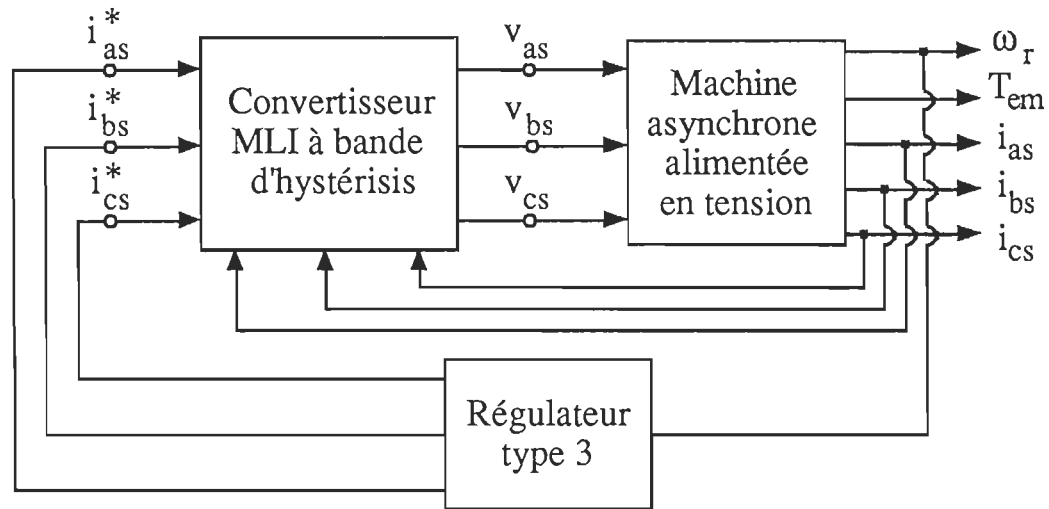


Figure V.38 - Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement en boucle fermée utilisant le régulateur type3.

Les résultats de simulation relatifs au deux types de dispositions sont montrés sur les figures V.39, et V.40.

V.6.2.4b- Commande du glissement et du flux statorique d'une machine asynchrone par orientation du flux statorique:

Le régulateur utilisé dans SEMAS pour ce type d'entraînement est nommé REG4, il possède une entrée qui est la vitesse angulaire de la machine, et trois sorties qui sont les consignes en fréquence et en amplitude des trois courants statoriques qui seront appliquées soit au modèle en courant de la machine, soit au module simulant le convertisseur de tension type Bang-Bang. Le schéma du régulateur REG4 est le suivant:

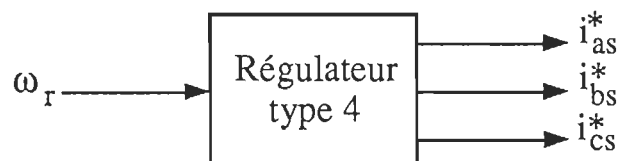


Figure V.41 - Organisation du fichier régulateur type4

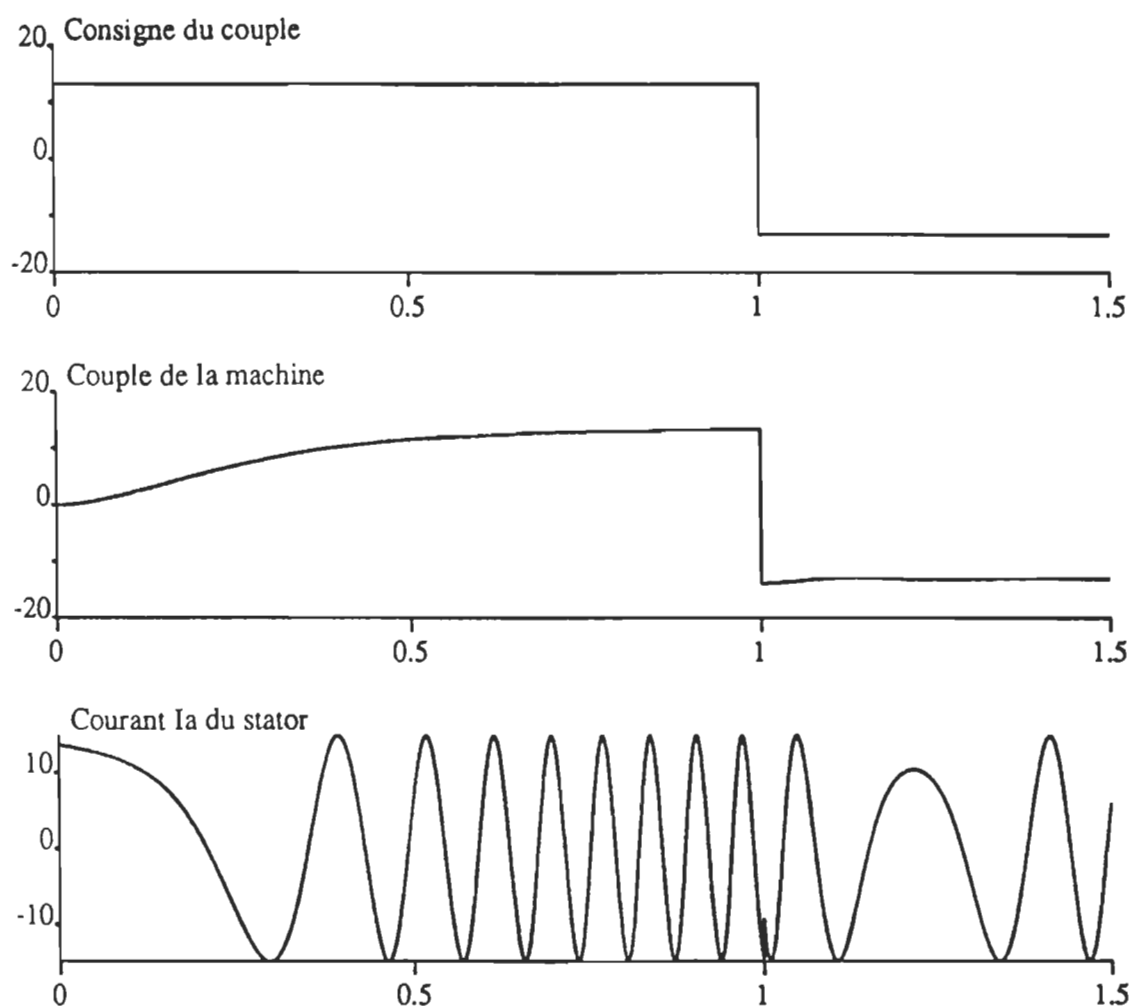


Figure V.39 - Contrôle du flux et du couple par le procédé d'orientation du flux rotorique. Entraînement simplifié.
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

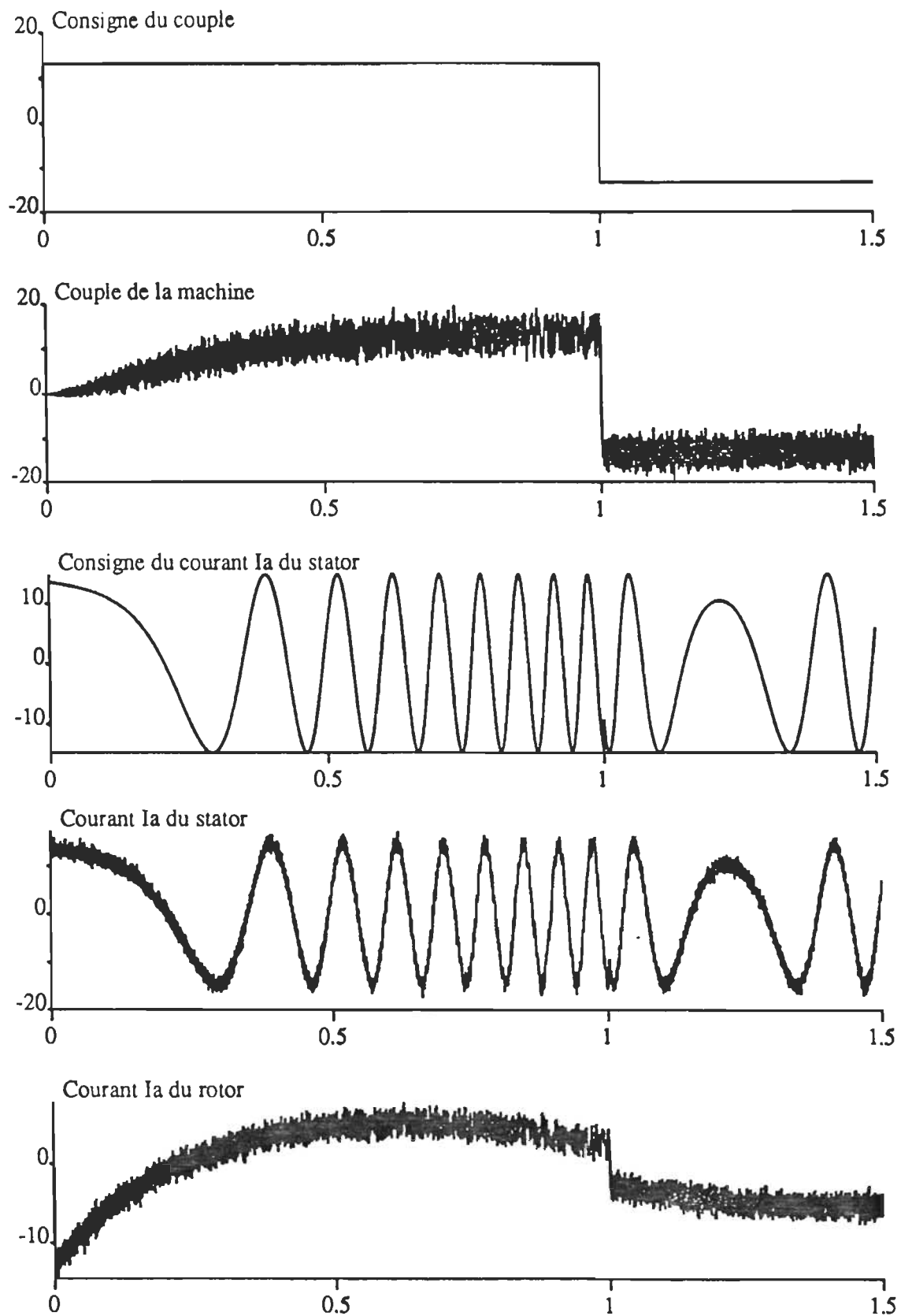


Figure V.40 - Contrôle du flux et du couple par le procédé d'orientation du flux rotorique. Entraînement tenant compte du convertisseur.
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

L'organisation des différents modules utilisés dans cet entraînement est montrée ci-dessous.

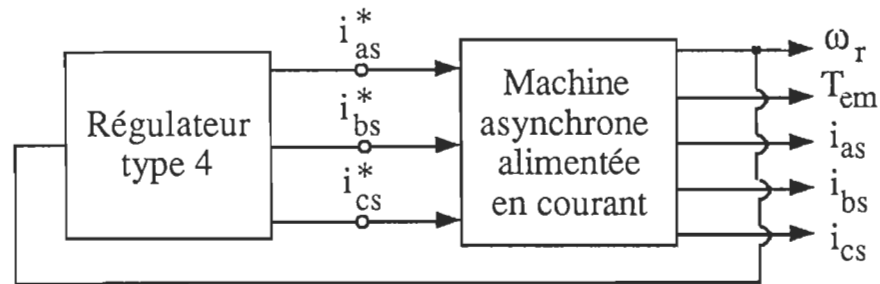


Figure V.42 - Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement simplifié utilisant le régulateur type3.

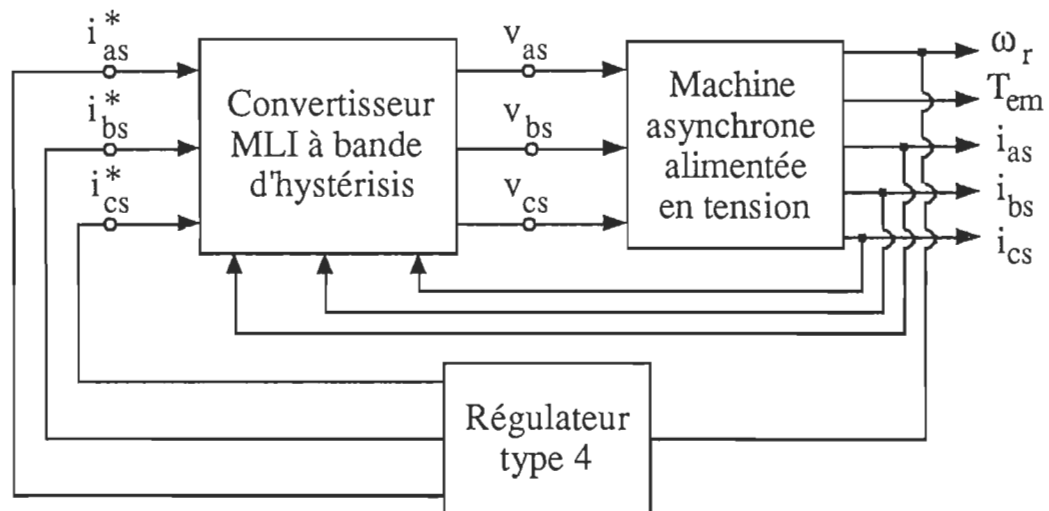


Figure V.43 - Organisation des fichiers pour la simulation d'un entraînement utilisant le régulateur type4.

De la même façon que pour le cas du régulateur type3, les résultats de simulation, pour la configuration simplifiée, ou la configuration tenant compte du convertisseur, sont montrées aux figures V.44 et V.45.

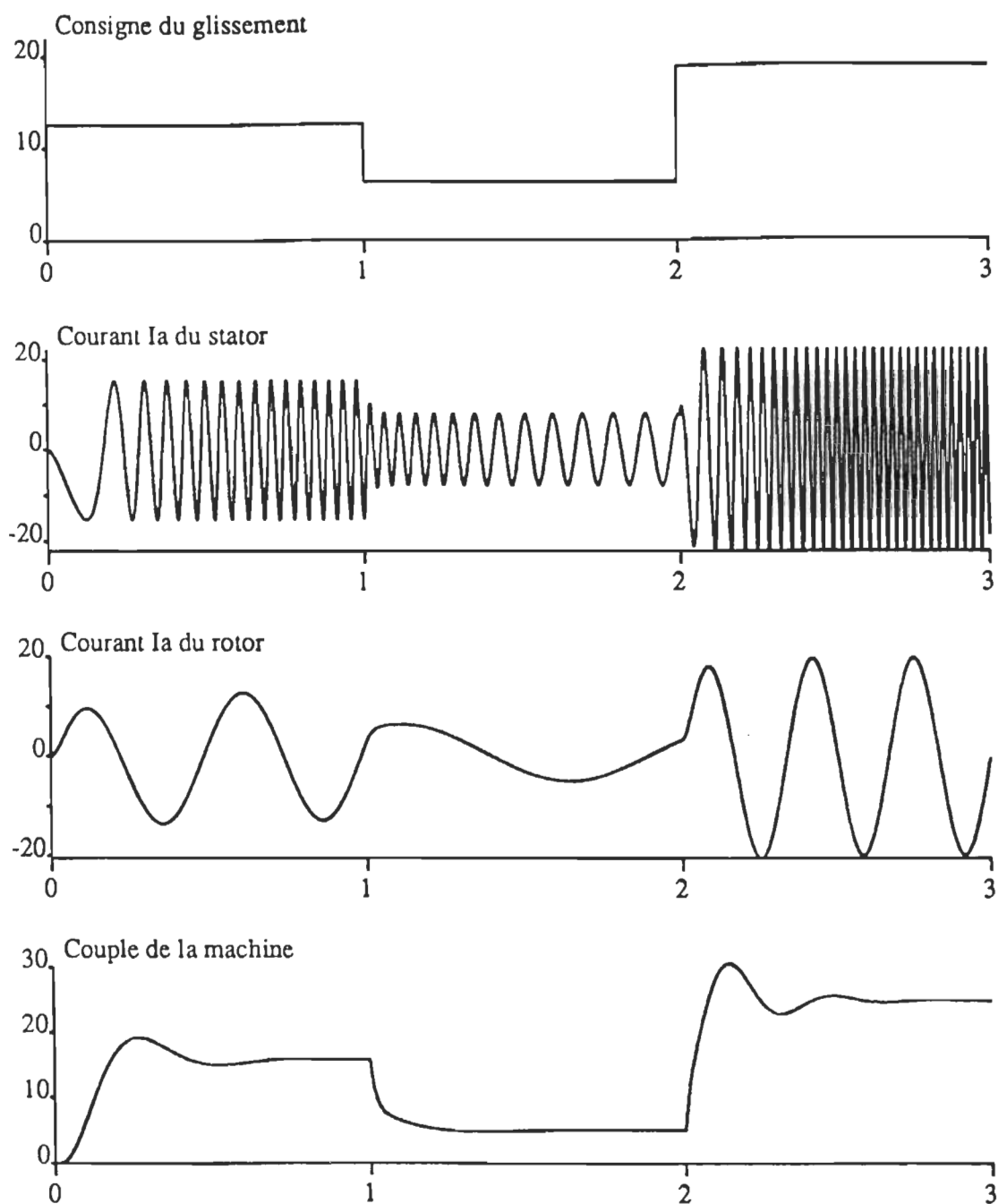


Figure V.44 - Contrôle du flux et du glissement par le procédé d'orientation du flux statorique. Entraînement simplifié.
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

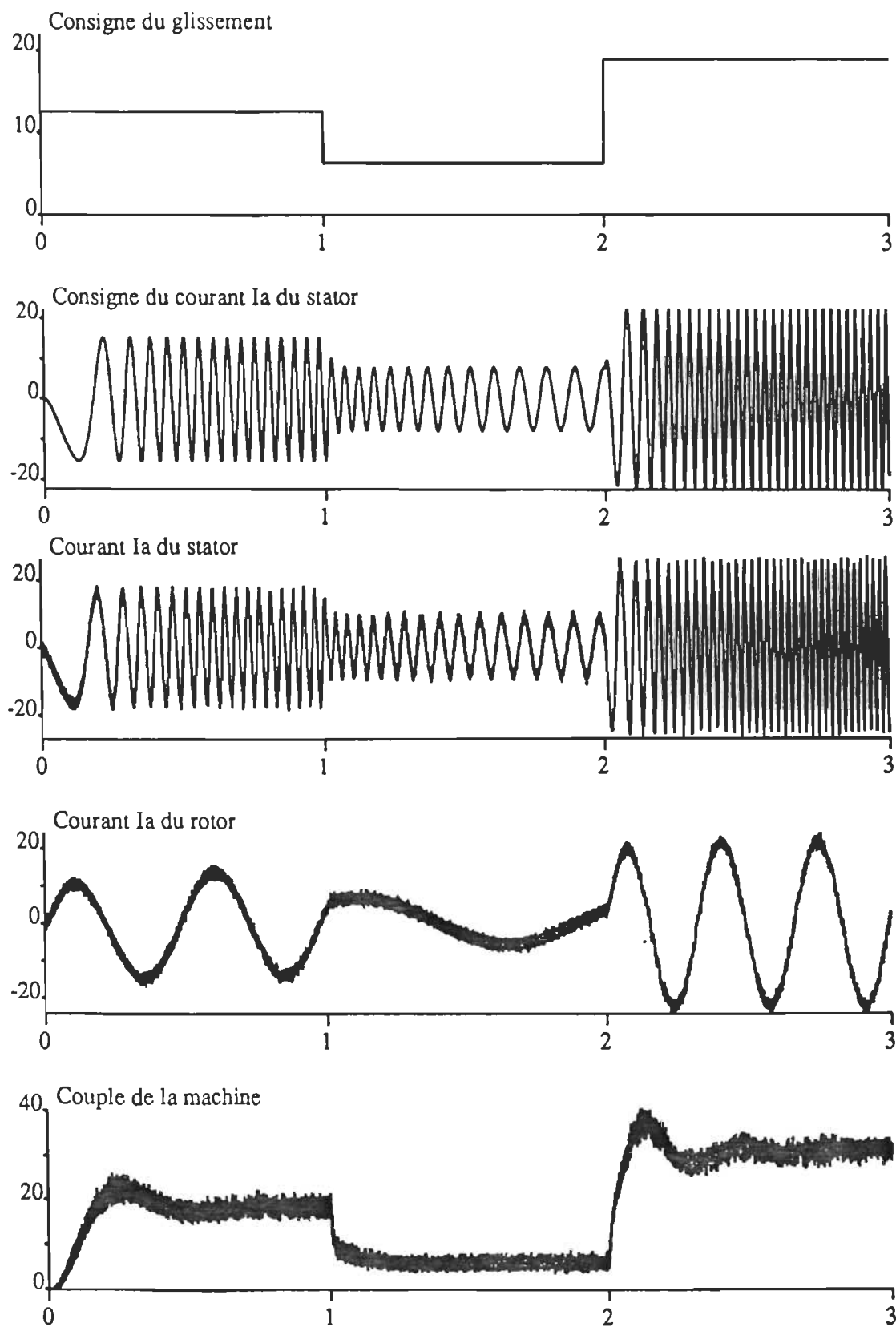


Figure V.45 - Contrôle du flux et du glissement par le procédé d'orientation du flux statorique. Entraînement tenant compte du convertisseur.
(l'axe horizontal correspond au temps en secondes)

V.7- Conclusion:

Nous venons de montrer dans ce chapitre l'organisation générale du module de simulation numérique SEMAS, en détaillant les différentes parties de ce programme, en particulier les fichiers macro gérant son fonctionnement général et l'interconnexion des différents modules simulant les différents sous-systèmes d'un entraînement à courant alternatif.

Nous rappelons ici que le programme tel qu'il est s'applique dans certaines limites, tenant compte des hypothèses simplificatrices concernant les modèles de la machine bâtis autour de la transformation de PARK ou de transformations qui y sont liées. La prise en compte de dissymétries de la machine ou de défauts de fonctionnement qu'on ne peut pas analyser à l'aide de ces modèles, est néanmoins possibles par le modèle réel simplifié de la machine (modèle de Ghani), en moyennant quelques modifications mineures dans les fichiers décrivant la machine (anisotropie des enroulements,...), ou dans les fichiers décrivant le convertisseur (court-circuit entre phases, coupure de phase,...).

Il faut aussi ajouter à ce niveau que le modèle de Ghani qui fonctionne très bien sur SEMAS dans le cas de l'alimentation en courant, n'a pas été implanté dans le cas de l'alimentation en tension. Ceci est lié à la limitation du logiciel SIMNON vis à vis des boucles algébriques très évidentes dans le cas de l'alimentation en tension, comme on l'a mentionné avant dans le chapitre de modélisation de la machine. Ceci explique l'absence des "macros" relatifs à l'alimentation en tension dans les figures V.2 et V.3.

Les autres hypothèses utilisées dans SEMAS concernent le convertisseur type onduleur de tension. En effet, seul l'onduleur de tension commandé à 180° a été considéré parce qu'il impose la forme d'onde en créneaux pendant toute la période indépendamment de la machine. Cette considération n'est pas valable pour un autre angle de commande, ce qui nécessite la mise en œuvre d'une simulation globale tenant compte des courants dans la machine.

Chapitre VI

Avenir des logiciels de simulation en électronique de puissance

VI.1-Avenir du module de simulation SEMAS:

SEMAS a été développé dans le but de faciliter l'analyse des systèmes contenant des machines à courant alternatif fonctionnant en boucle fermée d'une part, et d'autre part pour faire partie du système expert en développement au sein du groupe de recherche en électronique industrielle par l'équipe de recherche en électronique de puissance. SEMAS remplira donc la fonction de simuler des entraînements à courant alternatif dans ce système expert à côté du logiciel ATOSEC5 [3] qui s'occupera de l'analyse et du dimensionnement des convertisseurs complexes et à côté de CAGECT [17] destiné à faire la synthèse automatique de nouvelles structures de convertisseur. Le but est de faire fonctionner l'ensemble en tirant le maximum des capacités de chacun de ces logiciels.

SEMAS offre des possibilités fort intéressantes en plus de celles qu'on a exposées tout au long de ce mémoire. L'une d'elles est la possibilité d'échange de données avec le logiciel MATLAB [2]. N'étant pas mieux adapté à faire des simulations que SIMNON, MATLAB est par contre assez complet et mieux adapté au traitement des signaux grâce à ses modules spécialisés dans le traitement de données numériques. Une possibilité très intéressante à exploiter dans ce sens, est d'effectuer l'analyse harmonique des signaux de simulation issus de SEMAS par les diverses associations convertisseurs-machines.

SEMAS, jusqu'à date, ne permet pas de simuler de nouvelles structures d'entraînements, c'est-à-dire analyser de nouvelles structures de convertisseurs, de machines ou de régulateurs. Pour ce faire, l'utilisateur doit déterminer les équations pertinentes à chaque sous-système puis doit les écrire lui-même dans la syntaxe du logiciel SIMNON. Il doit ensuite écrire le

fichier de connexion pour faire fonctionner l'ensemble comme un seul système. Il serait donc très intéressant de profiter des possibilités du logiciel ATOSEC5 qui effectue systématiquement la formulation des équations d'état pour obtenir les matrices d'état de toute nouvelle structure et ce de façon automatique, puis les écrire dans la syntaxe appropriée pour SEMAS.

Mais pour rendre SEMAS autonome et encore plus fort, il faudra le rendre capable de formuler systématiquement les équations d'état des sous-systèmes considérés. Ceci pourra être réalisé par le développement d'un logiciel réalisant d'une part, la fonction d'interface graphique où la description des systèmes se fait par le dessin et par le biais de menus interactifs et d'autre part, la fonction de formulation systématique des équations d'état pour la préparation des fichiers pertinents à ces nouvelles structures dans la syntaxe du logiciel SIMNON. De plus, chaque fichier convertisseur, machine ou régulateur, qu'il soit nouveau ou déjà dans la bibliothèque, doit figurer sur l'écran grâce à la fonction interface graphique comme un bloc ayant des entrées/sorties, l'interconnexion des différents modules d'un entraînement s'effectue grâce à la souris, ce qui rend l'utilisation plus agréable, plus simple à effectuer et sans risque d'erreur.

VI.2-L'avenir des logiciels de simulation: la convivialité:

La simulation est devenue un outil essentiel d'investigation et de conception dans tous les domaines de la recherche scientifique et de l'industrie d'aujourd'hui. Elle permet le développement et la conception de nouveaux produits plus rapidement, et avec des frais minimums. Ainsi, on assiste fréquemment à l'apparition de nouveaux logiciels. Le marché des simulateurs est devenu l'un des plus compétitifs et le développement des logiciels de simulation est devenu l'affaire des professionnels de l'informatique. Face à cette multiplication rapide, un simulateur doit présenter un certain nombre de caractéristiques pour faire face aux exigences de plus en plus restrictives et pour mériter de survivre.

L'avenir de la simulation est de développer les possibilités de ces simulateurs pour leur intégration dans un logiciel plus complet afin de

rendre l'analyse d'un système la plus complète possible en touchant tous les aspects physiques pouvant influencer de près ou de loin le fonctionnement des systèmes analysés; c'est le cas des systèmes experts spécialisés dans la conception et l'optimisation du produit, soit le développement du côté interactif, favorisant une meilleure communication entre l'utilisateur et l'ordinateur, de façon simple et très conviviale.

VI.2.1-Le logiciel de simulation: SIMULAB [27]

Soucieuse de l'avenir de son logiciel MATLAB, la société Mathworks a développé l'aspect interactif et les capacités de ce logiciel pour donner naissance au logiciel SIMULAB. (La plus récente version de ce logiciel s'appelle SIMULINK)

SIMULAB est un logiciel de simulation des systèmes dynamiques linéaires ou non linéaires. Il constitue une extension du logiciel MATLAB, par l'intégration de nouvelles fonctions spécifiques à l'étude des systèmes dynamiques, d'une part et d'autre part, par le développement de son côté interactif.

SIMULAB est un logiciel très convivial; la communication de l'utilisateur avec l'ordinateur est rendue très facile, grâce à ses fenêtres et ses menus. L'utilisateur dessine à l'écran les systèmes qu'il désire analyser, sous formes de schémas-bloc à l'aide de la souris. Pour changer les paramètres de ces systèmes, il doit simplement pointer ces blocs puis appuyer sur le bouton de la souris. Une fenêtre s'ouvre alors pour lui permettre d'introduire les coefficients des polynômes de la fonction de transfert correspondant à ce bloc. Il est doté de plusieurs sources et générateurs de signaux, pour attaquer les différents blocs d'un système, mais aussi d'autres blocs simulant des oscilloscopes et des analyseurs de spectre.

L'utilisation de SIMULAB se fait en deux phases: une première consiste à définir le système à analyser en dessinant sa structure sous forme de bloc interconnectés et en écrivant les paramètres propres à chaque bloc. La construction d'un grand système s'effectue par l'interconnexion de plusieurs sous-systèmes et peut utiliser des systèmes déjà existants dans le

construction et d'autre part, permet de bâtir des structures modulaires. La deuxième phase est la phase simulation et d'analyse du système.

L'intérêt de SIMULAB dans la simulation des entraînements des machines est majeur, d'une part, parce qu'il dispose des outils nécessaires pour appliquer les principes de l'asservissement et d'autre part, parce qu'il permet l'implantation des modèles non linéaires des machines de façon aisée. Pour démontrer sa fonctionnalité dans ce domaine, on l'a utilisé pour étudier le comportement de deux types de machine. La première étude de cas consiste à analyser une boucle d'asservissement du courant d'induit d'une machine à courant continu. La seconde consiste à analyser le démarrage en asynchrone d'une machine synchrone.

VI.2.2- Utilisation du logiciel SIMULAB pour l'étude d'une boucle de régulation du courant d'induit d'une machine à courant continu:

L'étude complète des boucles d'asservissement de la machine considérée se trouve dans la référence [26], le dimensionnement du régulateur P.I se fait selon la méthode qui y est décrite.

Le schéma de réglage tracé à l'intérieur de SIMULAB est montré à la figure VI.1.

- Le bloc désigné "INFORMATIONS" correspond à un texte donnant des informations sur le circuit. Pour accéder à ce fichier il suffit de le pointer, puis appuyer deux fois sur la souris.
- Les blocs désignés "Courant+Consigne" et "Vitesse" correspondent à des oscilloscopes affichant le courant d'induit de la machine ainsi que sa consigne et la vitesse de la machine respectivement. Pour ouvrir ces blocs il suffit de le pointer, puis appuyer deux fois sur la souris.
- Le bloc désigné MACHINE DC correspond au modèle de la machine à courant continu, il a été tracé seul, mis au point en boucle ouverte, puis rassemblé sous forme d'un module, pour faire ensuite partie d'une chaîne plus complexe. Le contenu de ce bloc est montré à la figure VI.2.

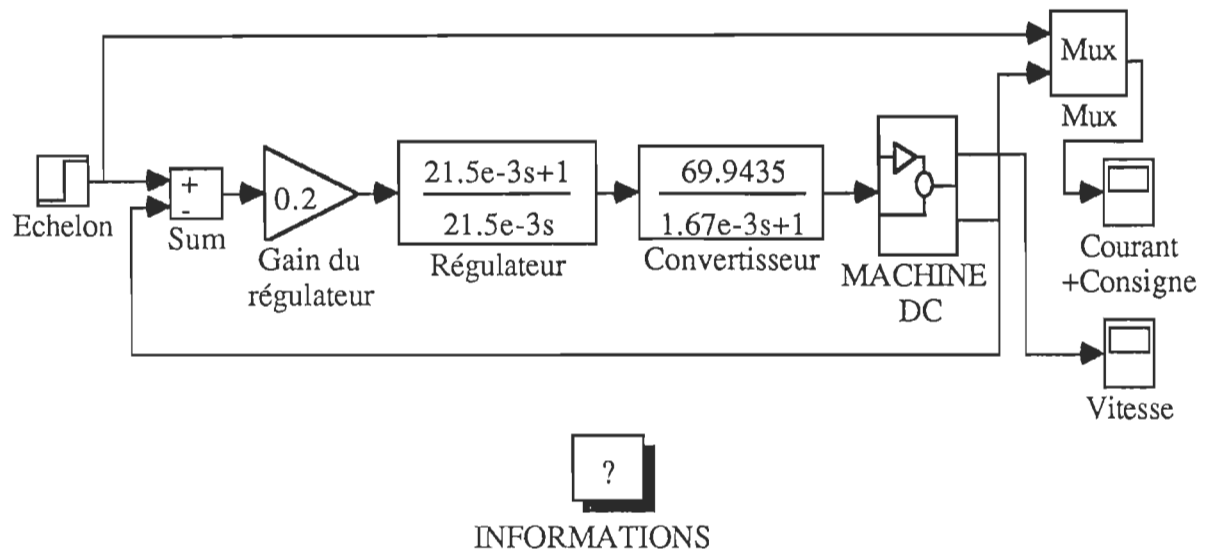


Figure VI.1-Boucle d'asservissement du courant d'induit d'une machine à courant continu sur SIMULAB

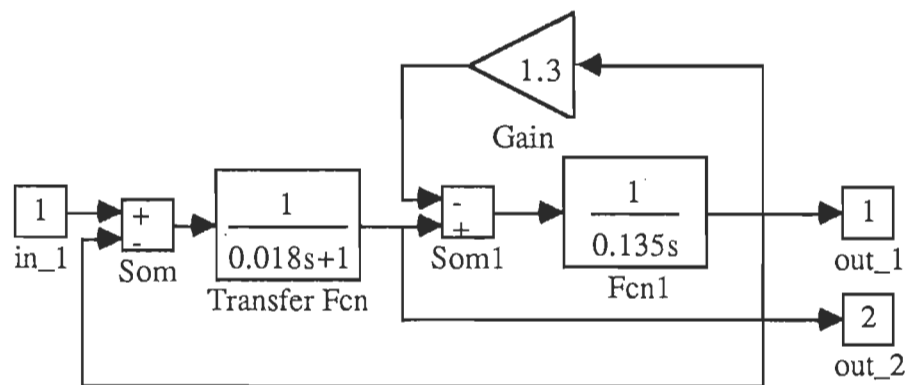


Figure VI.2- Modèle de la machine à courant continu sous forme de fonctions de transfert.

Les résultats de simulation obtenus par SIMULAB sont montrés sur la figure VI.3.

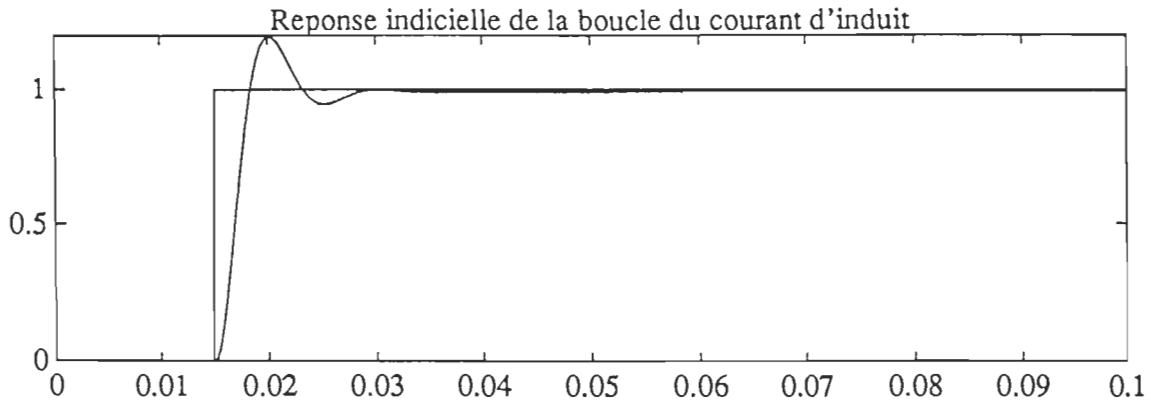


Figure VI.3- Contrôle du courant d'induit d'une machine à courant continu

VI.2.3- Utilisation du logiciel SIMULAB pour l'étude du régime de démarrage en asynchrone d'une machine synchrone:

Le modèle de la machine synchrone sous fonctions de transfert a été élaboré dans la référence [23], à partir de laquelle on a dessiné le modèle de la machine, sur SIMULAB. Les paramètres de cette machine correspondent à la machine synchrone donnée en annexe. Le schéma réalisé sur SIMULAB est montré à la figure VI.4.

- Les blocs désignés U_{qs} et U_{ds} réalisent la transformation dq des tensions statoriques dans le repère lié au rotor. Ils ont pour entrée la position q du rotor de la machine et pour sortie, les tensions transformées u_{qs} et u_{ds} respectivement. Le contenu de ces blocs est montré dans les figures VI.5 et VI.6.

- Le bloc désigné "MACHINE SYNCHRONES" correspond au modèle de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs, sous forme de fonctions de transfert. Le contenu de ce bloc est montré à la figure VI.7.

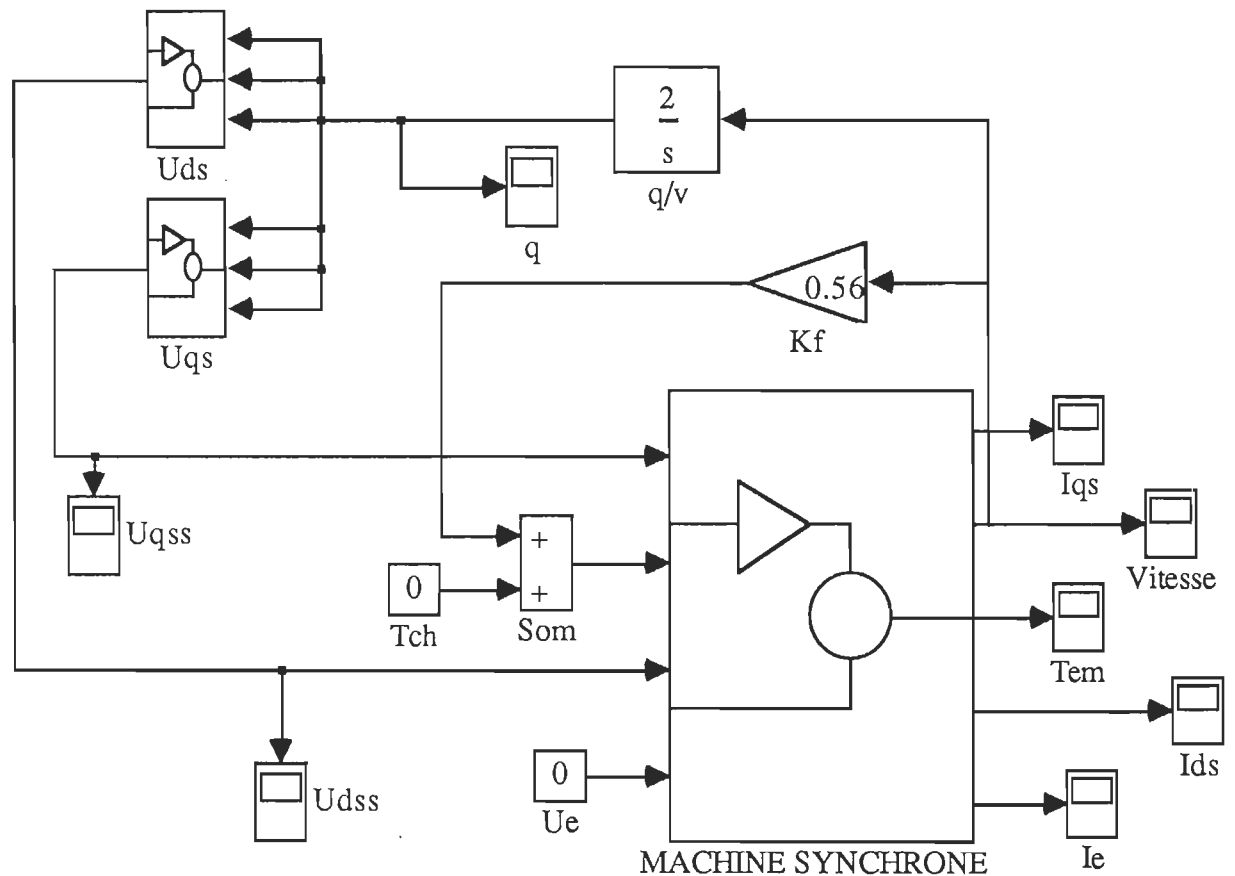


Figure VI.4- Simulation du démarrage en asynchrone d'une machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs par SIMULAB

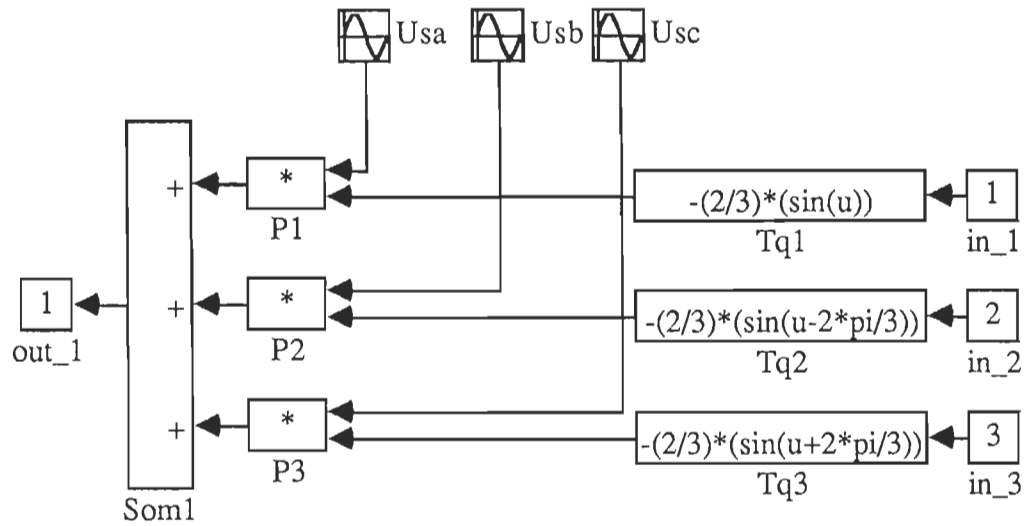


Figure VI.5- Transformation des tensions statoriques selon l'axe q

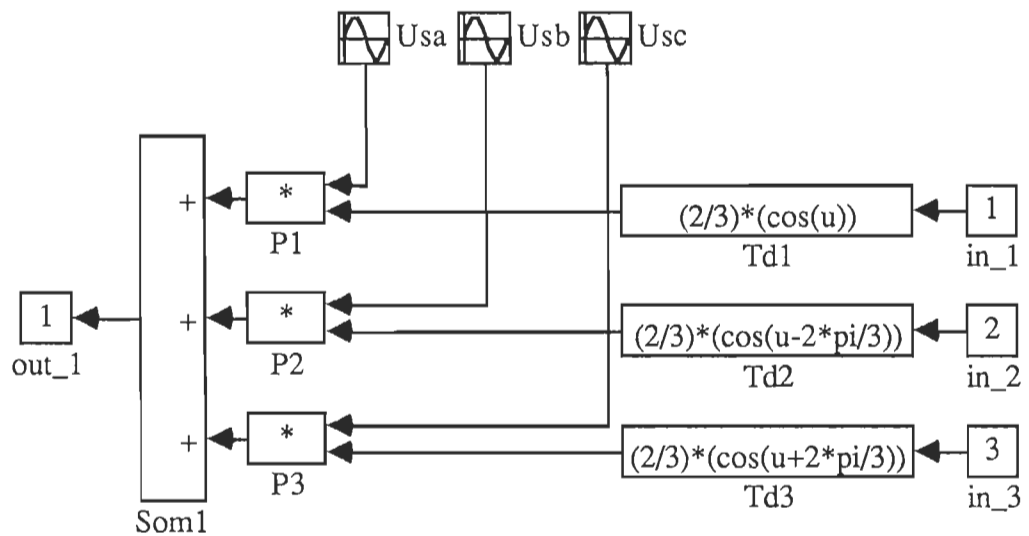


Figure VI.6- Transformation des tensions statoriques selon l'axe d

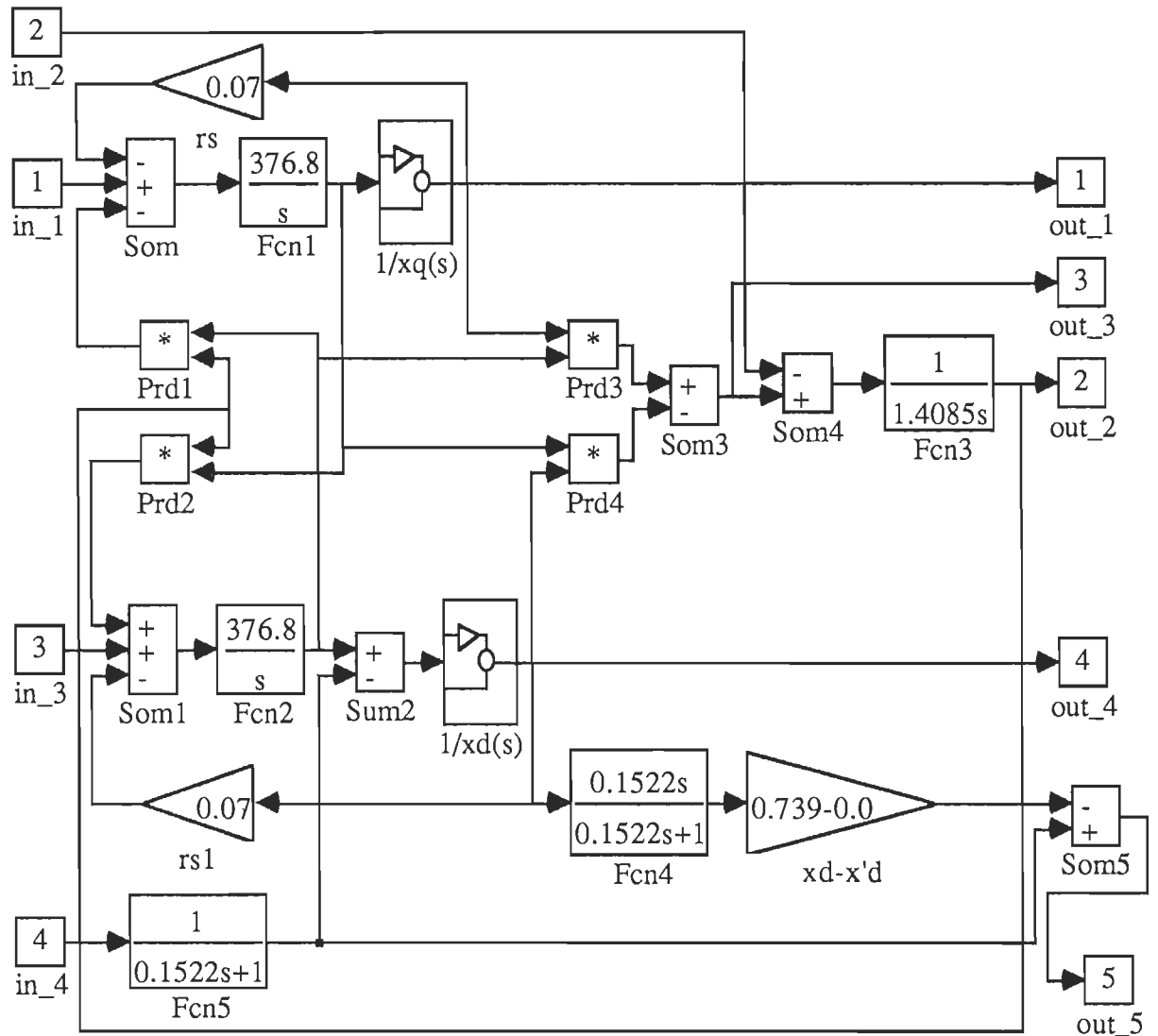
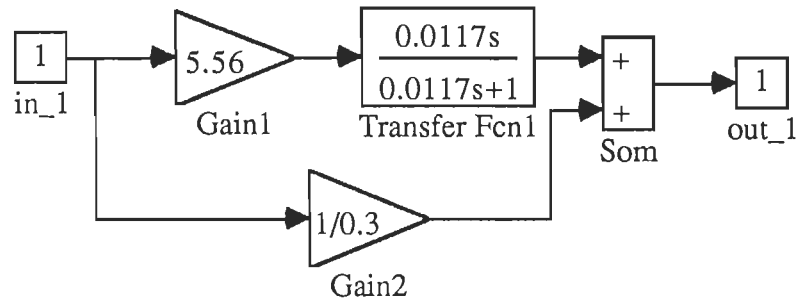
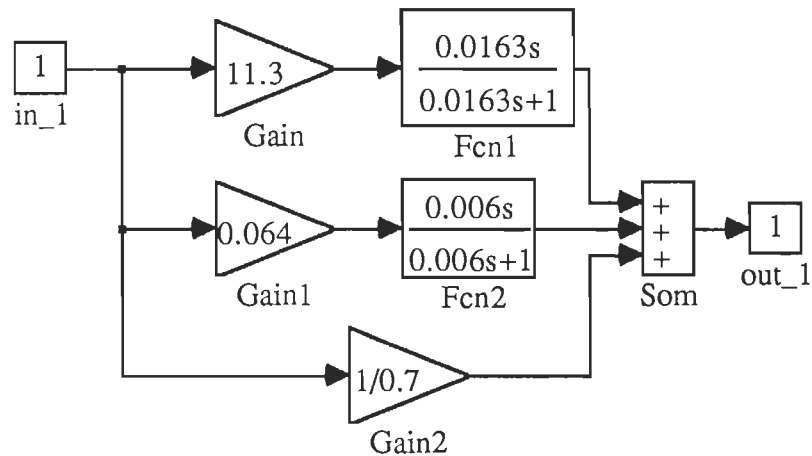


Figure VI.7- Modèle de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs sous forme de fonctions de transfert

Certaines fonctions de transfert du modèle de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs, qui sont un peu complexes ont été réunies dans des blocs à part. Par exemple, les blocs désignés $(1/xq(s))$ et $(1/xd(s))$ dans le schéma précédent, ont pour contenu les blocs montrés aux figures VI.8 et VI.9 respectivement.

Figure VI.8- Fonction de transfert $1/xq(s)$ Figure VI.9- Fonction de transfert $1/xd(s)$

Les résultats de simulation obtenus par SIMULAB sont montrés sur la figure VI.10.

VI.2.4- Post-traitement graphique des résultats de SIMULAB:

SIMULAB, est une fonction du logiciel MATLAB dans l'environnement WINDOWS 3.0. N'étant pas encore mûr, la sortie des résultats de simulation avec la version dont on dispose actuellement n'est pas immédiate. Cependant, on dispose d'un certain nombre de facilités sur SIMULAB pour sortir les résultats de simulation, soit dans l'espace de travail de MATLAB sur WINDOWS 3.0, soit sur fichier de données

compréhensible aussi bien par la version de MATLAB sur DOS, que sur la version de MATLAB sur WINDOWS 3.0. Les procédures d'utilisation de ces facilités sont décrites ci après.

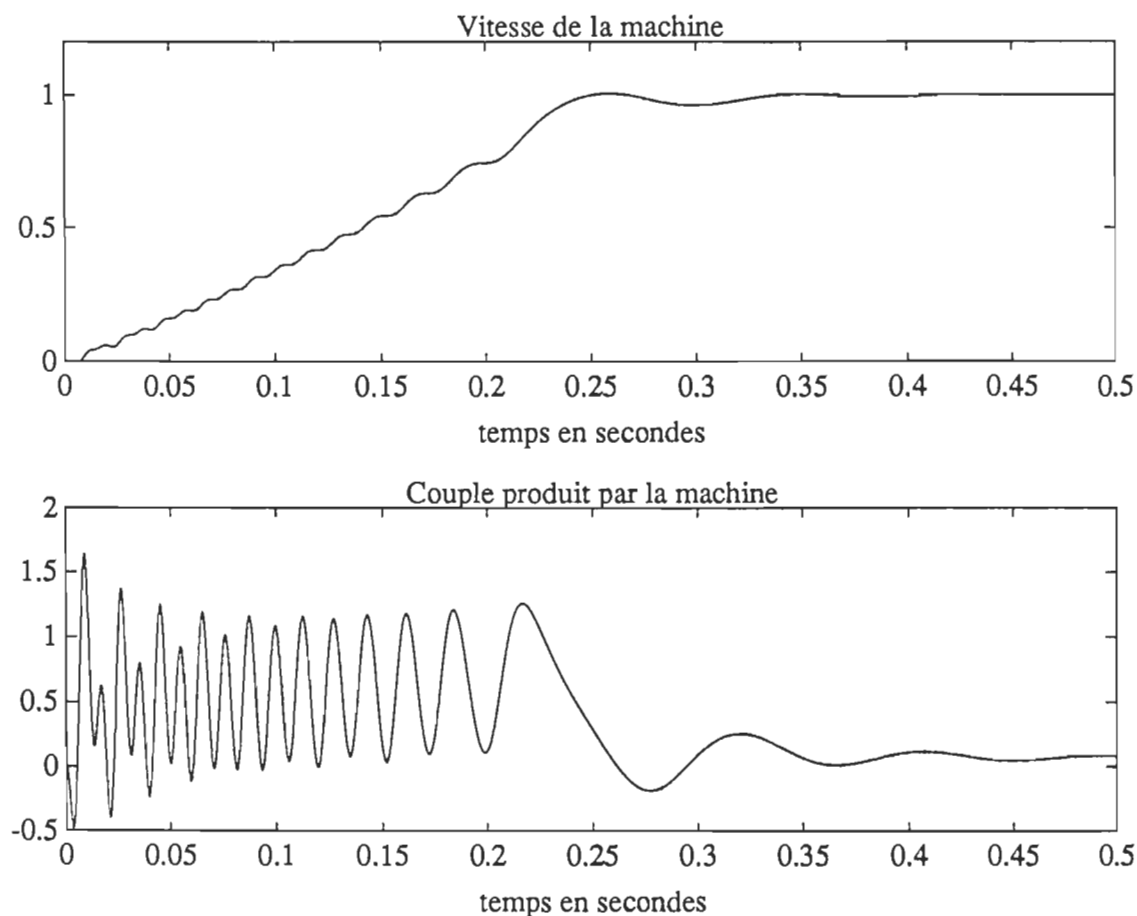


Figure VI.10- Régime de démarrage en asynchrone d'une machine synchrone à pôles saillant avec amortisseurs.

VI.2.5- Procédure de sortie des résultats de SIMULAB dans l'espace de travail de MATLAB sur WINDOWS 3.0:

Dans le menu "SINKS" de SIMULAB, on prend le bloc marqué "ToWorkspace", que l'on fait glisser dans le fichier sur lequel on travaille. Ce bloc possède une seule entrée que l'on pourra connecter sur le signal

qu'on désire transférer dans l'espace de travail de MATLAB, à l'issu d'une simulation. Si plusieurs sorties de notre système nous intéressent, on peut soit créer autant de blocs "ToWorkspace" que de sorties désirées, soit multiplexer toutes ces sorties pour les connecter à un seul bloc "ToWorkspace". La fonction de multiplexage est assurée par le bloc "MUX" du menu "CONNEXIONS" de SIMULAB. Pour réaliser ce multiplexage, on fait glisser le bloc "MUX" dans le fichier sur lequel on travaille, la définition du nombre d'entrées du multiplexeur, est réalisée en pointant le bloc "MUX"; puis en appuyant deux fois sur le bouton de la souris, une fenêtre s'ouvre alors pour permettre de définir le nombre d'entrée du multiplexeur. La sortie du bloc "MUX" est alors connectée à l'entrée du bloc "ToWorkspace". Une deuxième opération est nécessaire pour transférer la variable temps dans l'environnement de travail de MATLAB. Dans le menu "SIMULATION" du fichier de travail, on choisit l'option "Parameters" et dans la zone marquée "Return Variable", on marque t.

Pour sortir les résultats dans l'espace de travail de MATLAB, on tape simplement:

» *plot(t,yout(:,1))*

» *plot(t,yout(:,2))*

» . . .

» *plot(t,yout(:,n))*

où le nombre indiqué dans ces instructions correspond au numéro de la variable transférée et t correspond à la variable temps.

La sauvegarde des figures qu'on trace peut se faire alors sur des fichiers graphiques; il suffit de taper après chaque commande de traçage:

» *meta nom-de-fichier*

où nom-de-fichier correspond à un nom qu'on désire associer à ce fichier graphique.

Pour sortir les figures sur l'imprimante, on quitte MATLAB, puis on effectue dans l'environnement DOS la commande suivante:

> gpp(pcgpp) nom-de-fichier/d(imp)d/f

> copy nom-de-fichier.(ext) prn lb

- où:
- gpp ou pcgpp selon la version utilisée, correspond à un utilitaire de post traitement des graphiques fourni avec le logiciel MATLAB.
 - imp correspond au type de l'imprimante utilisée.
 - d/f: on choisit f pour une qualité d'impression supérieure et d pour une qualité type brouillon.
 - ext: est une extension propre à chaque type d'imprimante.

Pour plus de détails sur l'utilisation de l'utilitaire de post-traitement des graphiques, consulter le manuel d'utilisation de MATLAB [2].

VI.2.6- Procédure de sortie des résultats de SIMULAB sur un fichier de données:

Cette procédure s'effectue de manière analogue à la précédente. Dans le menu "SINKS" de SIMULAB, on prend le bloc marqué "To file", que l'on fait glisser dans le fichier de travail. Ce bloc possède aussi une seule entrée que l'on pourra connecter sur le signal qu'on désire transférer sur un fichier que l'on doit spécifier en pointant ce bloc puis en appuyant deux fois sur le bouton de la souris. Si plusieurs sorties de notre système nous intéressent, on peut soit créer autant de blocs "To file" que de sorties désirées, soit multiplexer toutes ces sorties de la même manière qu'on a décrit précédemment.

Pour sortir les résultats dans l'espace de travail de n'importe quelle version de MATLAB, sur DOS ou sur WINDOWS, on tape simplement:

» load nom-de-fichier

» *plot(t,yout(:,1))*

» *plot(t,yout(:,2))*

» ...

» *plot(t,yout(:,n))*

où nom-de-fichier correspond au nom de fichier qu'on veut donner au bloc "To file"

La procédure de sortie des graphiques sur imprimante est identique à celle décrite précédemment.

VI. - Conclusion:

Nous avons donné dans ce chapitre quelques voies à explorer pour améliorer davantage le module de simulation SEMAS. Ces améliorations peuvent faire l'objet de travaux ultérieurs.

Nous avons aussi présenté le logiciel de simulation SIMULAB en montrant son grand côté interactif facilitant la modélisation et la mise en œuvre de systèmes complexes. Les deux exemples présentés montrent qu'il est tout à fait adapté à faire la simulation des systèmes d'entraînement des machines électriques. De par cet aspect interactif, ses divers algorithmes d'intégration et les possibilités qu'il offre pour l'application direct des principes de l'asservissement linéaire, non linéaire et échantillonné, SIMULAB constitue un outil essentiel pour le concepteur de systèmes complexes et des systèmes de grandes dimensions. Comparé avec SEMAS, nous avons néanmoins constaté qu'il est relativement lent, ceci est sûrement dû à l'environnement assez élaboré et complexe dans lequel il opère.

Conclusion générale

Ce mémoire a présenté les développements mathématiques et logiques, ainsi que les aspects organisationnels et méthodologiques utilisés pour adapter le logiciel à usage général SIMNON; à la simulation des associations Convertisseur-Machine à courant alternatif-Régulateur, en montrant la puissance et l'apport considérable de ce logiciel pour ce type de simulation.

SIMNON se révèle assez approprié pour résoudre un certain nombre de problèmes liés aux quelques simulateurs disponibles, qui sont dédiés à l'analyse des systèmes Convertisseur-Machine. Ceci concerne son interactivité, son optimisation du temps de calcul, son extension facile, mais surtout la possibilité de bâtir des structures modulaires permettant de partitionner des systèmes complexes en plusieurs sous-systèmes de taille réduite, facilement manipulables. De par ces caractéristiques qui ont favorisé le développement du module SEMAS, SIMNON offre donc des potentialités considérables pour la simulation de systèmes complexes de grandes dimensions, tels que les entraînements à courant alternatif tout en gardant un temps de simulation raisonnable.

La contribution de SEMAS dans le domaine des entraînements à courant alternatif est importante; il permet, en effet, de rendre compte des régimes transitoires assez long, tant mécaniques qu'électriques. Ceci est dû à son optimisation du temps de calcul par l'utilisation d'algorithmes d'intégration à pas variable très rapides et optimaux.

Pour simuler la partie convertisseur de puissance, SEMAS utilise deux méthodes de simulations différentes, la simulation globale et la simulation par simplification des modèles du convertisseur. La simulation globale est utilisée dans le cas des convertisseurs complexes dont on ne peut prévoir d'avance les séquences de fonctionnement, l'allure des formes d'ondes qu'ils génèrent ou encore les régimes transitoires. Ceci concerne les convertisseurs type variateur de courant alternatif et le commutateur de courant dont le régime transitoire en boucle ouverte, est fortement dépendant de la source du courant d'entrée, qui est elle même dépendante de la machine connectée à

ce convertisseur. La seconde méthode, utilisée par SEMAS pour représenter des convertisseurs de puissance, est basée sur des modèles simplifiés de ceux-ci quand leur simulation globale s'avère inutile. Dans le cas de l'onduleur de tension commandé à 180° , la simplification du convertisseur est tout à fait valide, on peut vérifier pour ce type de commande, que le convertisseur impose pendant un cycle de fonctionnement, des tensions presque parfaites. De ce fait, la simulation se ramène donc à celle d'une machine alimentée par des sources de tension non-sinusoïdales, d'amplitude et de fréquence variables. Dans le cas de l'alimentation en courant, à part le régime transitoire de la source de courant à l'entrée, les séquences de fonctionnement en commutation forcée sont identiques d'une période à l'autre en régime transitoire comme en régime établi, le régime transitoire de la source d'entrée vient tout simplement moduler l'amplitude des courants statoriques.

Il faut aussi mentionner que les résultats de simulation concordent bien avec les résultats expérimentaux. Nous avons choisi des systèmes d'entraînement où des résultats pratiques sont disponibles [9] , [24] , et [25]. Ces résultats sont aussi validés par ceux obtenus par le logiciel ATOSECM [28].

La structure modulaire de SEMAS le rend très puissant pour l'analyse des systèmes en boucle fermée. Les différentes boucles de régulation tant avec des régulateurs P.I classiques, qu'avec des régulateurs à flux orienté, qui ont été implantés dans SEMAS montrent des caractéristiques intéressantes dans la conception des entraînements à courant alternatif, ceci concerne la mise au point des régulateurs et les temps de simulation courts.

L'extension du module de simulation SEMAS pour l'analyse de nouvelles structures de convertisseur, de nouveaux schémas de réglage et d'autres types de machines est rendue très aisée par sa structure modulaire, d'une part et d'autre part par la facilité d'utilisation du logiciel SIMNON. Chaque nouveau module peut être intégré dans SEMAS par l'établissement des équations différentielles, algébriques ou logiques qui reflètent son comportement réel. L'écriture de ces équations est très simple sur SIMNON

grâce à sa syntaxe de programmation très proche du langage scientifique.

Les seules limitations qui nous ont confronté dans ce travail sont les boucles algébriques, qui ont rendu impossible l'intégration de certaines logiques de commande, mais aussi le modèle réel simplifié de la machine asynchrone (modèle de Ghani) pour l'alimentation en tension.

Certaines améliorations qu'il serait très intéressant d'explorer dans des travaux ultérieurs peuvent être apportées à SEMAS. Le développement d'un programme réalisant les fonctions d'interface graphique et de formulation systématique des équations d'état apportera une contribution considérable pour l'analyse et l'implantation de nouvelles structures. La préparation automatique des matrices d'état à partir du dessin des éléments autoriserait la simulation de nouvelles configurations de convertisseurs, de nouveaux modèles de machines et de régulateurs. La préparation des fichiers de données dans la syntaxe de SIMNON sera alors très aisée et pourra se faire soit par l'ordinateur, soit par l'utilisateur.

RÉFÉRENCES

- [1] H. ELMQVIST & AL., "SIMNON, User's Guide for MS-DOS Computers", Version 3.0, SSPA systems, Göteborg, Suède, Jan.90.
- [2] MATLAB, "User's Guide for MS-DOS Personal Computers", Matworks inc., South Natick, M.A, 1989.
- [3] V. RAJAGOPALAN, "Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems", Marcel Dekker inc., NewYork, 1987.
- [4] G. J. CRUZ, "Étude et mise au point d'un logiciel de simulation par séquences (SECMA) d'ensembles constitués de convertisseurs statiques et de machines à courant alternatif. Application à la simulation de variateurs électriques de vitesse", Thèse de Docteur-ingénieur, INP. de Toulouse, 1982.
- [5] SACSO MACHINE, "Simulation automatique de convertisseurs et machines à courant alternatif" Guide de l'utilisateur, INP. de Toulouse, France, 1982.
- [6] J. VLACH & K. SINGHAL, "Computer Methods for Circuit Analysis and Design", Van Nostrand Reinhold Publishers, 1983.
- [7] L.O. CHUA & P.M. LIN, "Computer-Aided Analysis of Electronic Circuits: Algorithms & Computational Methods", Prentice Hall, 1975.
- [8] D.A. SANCHEZ, R.C. ALLEN, W.T. KYNER, "Differential Equations. An Introduction", Addison Wesley, 1983
- [9] S.N. GHANI, "Digital Computer Simulation of Three Phase Induction Machine Dynamics. A Generalized Approach", IEEE IA, Vol 24, No.1, 1988, pp.106-114.
- [10] A. SÉVIGNY, "Notes de cours: Électrotechnique approfondie ", Université du Québec à Trois-Rivières, Janvier 1992.

- [11] S. BOLOGNANI, P. TENTI, "A General Three Phase Time Invariant Equivalent Circuit of Induction Motors ", IMACS 83, pp 195-199.
- [12] R.W.Y. CHEUNG, H. JIN, B. WU, J.D. LAVERS, " A Generalized Computer-Aided Formulation for the Dynamic and Steady State Analysis of Induction Machine-Inverter Drive Systems", IEEE EC, Vol. 5, No. 2, June 90, pp. 337- 343.
- [13] H. Foch et l'Équipe Convertisseur du Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique Industrielle, "Méthodes d'étude des convertisseurs statiques", Réf. 78005, Ed. Mentor, 12 avenue du plan de l'église 78960 Voisins-les- Bretonneux, France.
- [14] SCRIPT, "Simulation des convertisseurs statiques, Représentation des interrupteurs par réseau de Petri", Notice du programme, Toulouse 1988.
- [15] T. RAFESTHAIN, J. ROUDET, R. FEUILLET, G. ENJALBERT. "Simulation par le logiciel CIRCUIT des perturbations conduites" Revue générale d'électricité, No1, Janvier 1990, pp. 28-34.
- [16] A. BA-RAZZOUK, "Systèmes-experts et simulations en électronique de puissance", Rapport de Séminaire-Étude no.1, Université du Québec à Trois- Rivières, Session Hiver 1992.
- [17] M. SAAD, "Conception assistée par ordinateur des structures de convertisseurs statiques directs", Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois- Rivières, 1992.
- [18] S.A. HAMED, B.J. CHALMERS, "Analysis of Variable-Voltage Thyristor Controlled Induction Motors", IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. B, No. 3, May 1990.

- [19] L.X. LE, G.J. BERG, "Steady State performance Analysis of SCR Controlled Induction Motors: A Closed Form Solution ", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol.103, No.3, March 1984.
- [20] T.A. LIPO, " The Analysis of Induction Motors with Voltage Control by Symmetrical Triggered Thyristors", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems PAS-90, Avril 1971, pp. 515-525.
- [21] P.C. KRAUSE, O. WASYNCHUK, "Electromechanical Motion Devices", McGraw-Hill inc., 1989.
- [22] B.K. BOSE, "Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1986, Chapitre 7, pp. 251-262.
- [23] H. BÜHLER, "Électronique de réglage et de commande", Editions GEORGI, St- Saphorin, Suisse , 1979, Chapitre 10, pp. 241-252.
- [24] E.Y.Y. HO, "Robust Control of High Performance AC Drives", Thesis for the Degree of Doctor of Philosophy, Departement of Electrical Engineering, Queen's University, Kingston, Ontario, Canada, 1989.
- [25] E.Y.Y. HO, P.C. SEN, "Decoupling Control of Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL-35, No.2, May 1988, pp. 515-525.
- [26] T. KRISHNAN, B. RAMASWAMI, "A Fast-Response DC Motor Speed Control System", IEEE Transactions on Industry Applications, VOL IA-10, No.5, September/October 1974, pp. 643-651.
- [27] SIMULAB, "A Prgram for Simulating Dynamic Systems, User's Guide", Matworks inc., South Natick, M.A, 1991.

- [28] M. TOU, "Étude et mise au point d'un logiciel(ATOSECM) pour l'étude de systèmes d'électronique de puissance comprenant des multi-convertisseurs et des entraînements à courant alternatif", Mémoire de maîtrise, Université du Québec à Trois- Rivières,1992.

ANNEXE1

Toutes les simulations effectuées dans ce mémoire, ont été menées avec des machines triphasées à courant alternatif dont les paramètres sont:[5], [24]

- Moteur à induction:

5.5 kW - 220V_{eff}- 50Hz - 4 pôles- Connexion Étoile-Étoile

- R_s (Résistance d'une phase du stator) = 1.2 Ω
- R_r (Résistance d'une phase du rotor) = 0.4 Ω
- L_s (inductance cyclique d'une phase du stator) = 0.064 H.
- L_r (inductance cyclique d'une phase du rotor) = 0.064 H.
- M (inductance mutuelle stator-rotor) = 0.06009H.
- J (Moment cinétique Moteur-Charge) = 0.08 Kg m².
- K_f (Coefficient de frottement visqueux) = 0.22 N.m/(rad/s)

Machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs:

2.2 kW - 60 V_{eff}- 60 Hz - 4 pôles

- R_s (Résistance d'une phase du stator) = 0.325 Ω
- R'_D (Résistance de l'amortisseur d'axe D) = 0.135 Ω
- R'_Q (Résistance de l'amortisseur d'axe Q) = 0.1 Ω
- R'_f (Résistance de l'enroulement d'excitation) = 0.05 Ω
- L_{ls} (inductance de fuite du stator) = 0.85 mH.
- L'_{ID} (inductance de fuite de l'amortisseur d'axe D) = 0.045 mH.
- L'_{IQ} (inductance de fuite de l'amortisseur d'axe Q) = 0.053 mH.

- L'_{lf} (inductance de fuite de l'enroulement d'excitation) = 0.05mH.
- L_{dm} (inductance de magnétisation suivant l'axe D) = 7.56 mH.
- L_{qm} (inductance de magnétisation suivant l'axe Q) = 2.65 mH.
- J (Moment cinétique Moteur-Charge) = 0.01 Kg m².
- K_f (Coefficient de frottement visqueux) = 0.005 N.m/(rad/s)

N.B.: Les grandeurs référées avec des apostrophes correspondent à des grandeurs vues à partir des enroulements statoriques.

ANNEXE2

Guide d'utilisation de SEMAS

1- Comment installer le programme:

- Aller dans le répertoire dans lequel on désire installer le module SEMAS.
- Mettre la disquette d'installation de SEMAS dans le lecteur de disquettes approprié.
- Taper à partir du disque dur choisi, l'une des commandes suivantes:
 - a:install Si la disquette d'installation est dans le lecteur a.
 - b:install Si la disquette d'installation est dans le lecteur b.

2- Comment utiliser le programme:

- Dans l'environnement DOS, taper la commande SEMAS.

SEMAS correspond à un fichier exécutable (.EXE) qui lance automatiquement le logiciel SIMNON.
- Appuyer sur Retour chariot (RETURN).
- Une fois dans l'environnement SIMNON, taper la commande MENUS.

MENUS est un fichier macro conçu pour aider l'utilisateur à utiliser SEMAS de façon très conviviale.
- Après avoir tapé la commande MENUS, répondre aux questions posées par le programme.

Ces questions aident l'utilisateur à rentrer les données propres à la configuration qu'il désire analyser, et ceci en fonction des possibilités dont dispose SEMAS.

- À la question " Donnez un nom à votre fichier résultat ", l'utilisateur doit fournir un nom sans aucune extension. Tous les résultats de simulation seront sauvegardés dans ce fichier. Le fichier résultat stocké sur le disque dur possède l'extension (.D).

N.B.: Si l'on oublie de donner un nom à ce fichier, les résultats seront quand même sauvegardés, mais pas en permanence. Le fichier qui contient les résultats s'appelle STORE. Toute simulation ultérieure pour laquelle aucun nom de fichier résultat n'est spécifié, écrase le fichier STORE.

3- Comment exploiter ultérieurement le fichier résultat:

- Aller dans l'environnement SIMNON.
- Choisissez la division de l'écran en tapant:

SPLIT n m

(respecter les espacements).

n (=1, 2 ou 3) correspond aux lignes

m (=1 ou 2) correspond aux colonnes.

Pour choisir particulièrement une cellule de cette division, utiliser la commande AREA pour se pointer exactement à cette cellule, sinon les cellules seront remplies successivement l'une après l'autre. Par exemple si l'on choisit la cellule (2,2) taper la commande AREA 2 2. Pour plus d'informations sur les commandes SPLIT et AREA consulter le manuel du logiciel SIMNON.

- Une fois la division de l'écran effectuée, on peut commencer à tracer les courbes en tapant la commande: ASHOW var/fich, où var correspond à la variable qu'on désire afficher et fich est le nom du fichier résultat contenant la variable considérée. La commande ASHOW correspond à un affichage à échelle automatique. Si l'utilisateur ne désire pas sortir les tracés à l'échelle automatique, il doit utiliser la commande SHOW conjointement avec la commande AXES en spécifiant les limites des axes vertical et horizontal.

- Pour mettre un texte sur les figures taper la commande:

TEXT ' texte '.

Les deux apostrophes sont nécessaires, texte correspond au texte qu'on veut mettre sur la figure.

Pour plus d'informations sur les commandes ASHOW, SHOW, AXES et TEXT consulter le manuel du logiciel SIMNON.

4- Comment sortir les résultats de simulation sur l'imprimante:

Deux méthodes sont possibles pour effectuer cette opération:

* 1ère méthode: Utilisation de la touche "Print Scrn":

- Charger le driver adéquat pour effectuer le transfert des tracés à l'imprimante (graphics, vgaprtsc,...).
- Une fois la division de l'écran effectuée et les résultats sortis sur celui-ci, taper simplement la touche "Print Scrn" du clavier.

* 2ème méthode: Sauvegarde sur fichiers graphiques puis sortie sur imprimante:

- Si on choisit de sortir les résultats sur imprimante laser, taper la commande: HCOPY ON avant de commencer à afficher les résultats. Pour les autres types d'imprimantes cette commande n'est pas nécessaire.
- Une fois la division de l'écran effectuée et les résultats sortis sur celui-ci, taper la commande HCOPY/fich. où fich correspond au nom du fichier graphique dans lequel on veut sauvegarder les figures.
- Dans l'environnement DOS taper la commande:

SUTIL fich./imp

copy fich.ext prn /b

SUTIL est l'utilitaire de post-traitement des graphiques du logiciel SIMNON.

imp correspond au type de l'imprimante utilisée.

ext est une extension propre à chaque type d'imprimante.

Pour plus de détails sur l'utilisation de la commande HCOPY et de l'utilitaire SUTIL, consulter le manuel d'utilisation du logiciel SIMNON.

La commande "copy fich.ext prn /b" issue dans l'environnement DOS a pour effet de sortir les figures à l'imprimante.

5- Noms des variables d'état dans SEMAS:

ias, ibs, ics	les trois courants des phases statoriques.
iar, ibr, icr	les trois courants rotoriques de la machine asynchrone.
idr, iqr, ifr	les trois courants rotoriques de la machine synchrone.
vas, vbs, vcs	les trois tensions simples des phases statoriques.
vab, vbc, vca	les trois tensions composées des phases statoriques.
var, vbr, vcr	les trois tensions rotoriques de la machine asynchrone.
vdr, vqr, vfr	les trois tensions rotoriques de la machine synchrone.
i0	courant d'entrée du commutateur de courant.
v, wr	vitesse mécanique et angulaire de la machine.
Tem, TL	couple machine et couple de charge.